radioelektronik

2 '84

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

Radioelektronik

LUTY 1984 ● ROCZNIK XXXV (57)

2 '84

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85
Wydawca: Wydawnictwo Czasopism i Książek Technicznych SIGMA.
Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej.

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo dokonywania skrótów nadesłanych materiałów

WARUNKI PRENUMERATY

1. Osoby prawne-instytucje-zakłady pracy zlokalizowane w miastach wojewódzkich i pozostałych miastach, w których znajdują się siedziby Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" zamawiają prenumeratę w tych Oddziałach. Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" i na terenach wiejskich, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.

2. Osoby fizyczne-indywidualni prenumeratorzy zamieszkali na wsi i w miejscowościach, gdzie nie ma Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli. Osoby fizyczne zamieszkałe w miastach-siedzibach Oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych nadawczo-oddawczych, właściwych dla miejsca zamieszkania prenumeratora. Wpłaty dokonują używając blankietu wpłaty na r-k bankowy miejscowego Oddziału RSW „Prasa-Książka-Ruch".

3. Cena prenumeraty: roczna 480 zł, półroczna 240, kwartalna 120 zł.

4. Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV Oddział w Warszawie nr 1153-201045-139-11. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę pocztą zwykłą jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

5. Terminy przyjmowania prenumeraty na kraj i za granicę
– do 10 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego oraz cały rok następny
– do dnia 1 każdego miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty roku bieżącego.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 4931/CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką fotograficzną. Cena zł 40. Numer zamknięto 5.I.1984 r. T-33.

Na IFA'83 wystawiono wśród środków do czyszczenia płyt gramofonowych substancję w kolorze zielonym do głębokiego czyszczenia rowków. Pokrywa się nią cienką warstwą płytę, a następnie przykrywa inną substancją z gumy pienistej. Po krótkim czasie, gdy guma wyschnie i stwardnieje, cały ten plaster zostaje zdjęty za pomocą taśm przylepnych. Po oczyszczeniu, jeśli rowki były tylko zabrudzone, a nie zużyte, płyta odtwarza zapisane dźwięki jak nowa. Ta sama firma wystawiła zestaw do polerowania pokryw gramofonowych i magnetofonowych oraz plastykowych przykrywek do wyświetlaczy magnetowidowych. Wiadomo, jak bardzo są one wrażliwe na zadrapanie. Zadrapania są najpierw zeszlifowywane za pomocą specjalnej, miękkiej pasty, a następnie wycierane do pierwotnej gładzi przy użyciu cieczy do polerowania.

Kłopot z poszukiwaniem „drobnych" do automatów telefonicznych może się niedługo skończyć, jeżeli rozpowszechni się pomysł francuskiej firmy Crouzet. Skonstruowano tam automat telefoniczny, który funkcjonuje po wstawieniu w specjalny otwór karty magnetycznej. Zawiera ona 60 pastylek pamięciowych, z których każda jest równoważna monecie uruchamiającej aparat wrzutowy. W miarę prowadzenia rozmowy aparat kasuje stopniowo kolejne pastylki zgodnie z obowiązującą taryfą. Jeżeli zapas ważnych pastylek wyczerpie się do liczby mniejszej od 20, kartę można ponownie „załadować" w specjalnym automacie w urzędzie pocztowym, z tym że miesięczny rachunek za telefon właściciela karty zostanie automatycznie powiększony o koszt około 40 rozmów. Na karcie jest bowiem zakodowany numer telefonu nabywcy. Zachodnioniemiecka Bundespost zamierza wprowadzić karty magnetyczne do automatów, lecz bez możliwości ich „doładowania". Nową kartę kupuje się po prostu na poczcie. Karty są również wygodne dla samej poczty, gdyż nie wymagają przerabiania automatów telefonicznych przy zmianie taryfy.

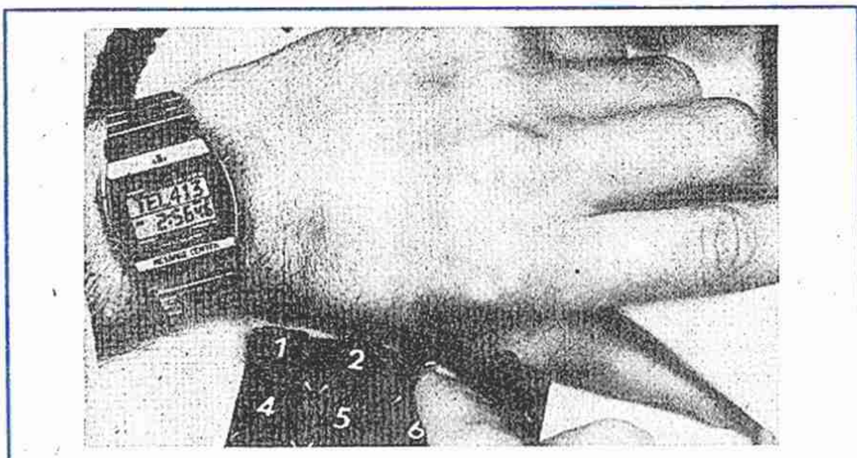
Stacje satelitarne w kosmosie są coraz większe. Zaplanowany do wystrzelenia w 1980 r. kolejny model satelity telekomunikacyjnego Intelsat VI jest przewidziany do jednoczesnego przekazywania 33 tys. rozmów telefonicznych oraz 4 programów telewizyjnych. Ma on 11,8 m wysokości oraz 3,6 m średnicy. Jego masa w kosmosie wynosi 1777 kg. Odpowiednie parametry jego poprzednika to: Intelsat V 12 000 kanałów telefonicznych, dwa programy TV, wysokość 6,6 m, masa 950 kg. Satelita będzie zasilany z generatora słonecznego, który dostarcza moc 2,1 kW. Organizacja Intelsat zamówiła 5 satelitów typu Intelsat VI w formie Hughes Aircraft i rozważa się budowę dalszych 11. Trwałość satelity na orbicie oblicza się na 7 lat.

Przewidując rozwój indywidualnej telewizji satelitarnej firmy elektroniczne pracują nad opracowaniem nowych układów i konstrukcji, które umożliwiłyby zaopatrzenie przyszłych odbiorców w sprzęt o przystępnej cenie. Najważniejszym elementem jest antena paraboliczna, której średnica nie powinna przekroczyć 90 cm. Równie istotnym urządzeniem jest konwerter do zamiany sygnału satelitarnego o częstotliwości 12 GHz na sygnał pośredni umożliwiający przesłanie go kablem do odbiornika. Według informacji firmy Philips, w jej laboratoriach badawczych opracowano antenę oraz konwerter i przedwzmacniacz oparte na niskoszumnych tranzystorach arsenkowo-galowych (GaAs). Zastosowanie ich znacznie zwiększyło czułość anteny. Firma Philips od kilku lat przeprowadza badania tego zespołu w eksploatowanych już sieciach satelitarnych. Na fot. niżej przedstawiono indywidualną antenę Philipsa zainstalowaną w Tokio.

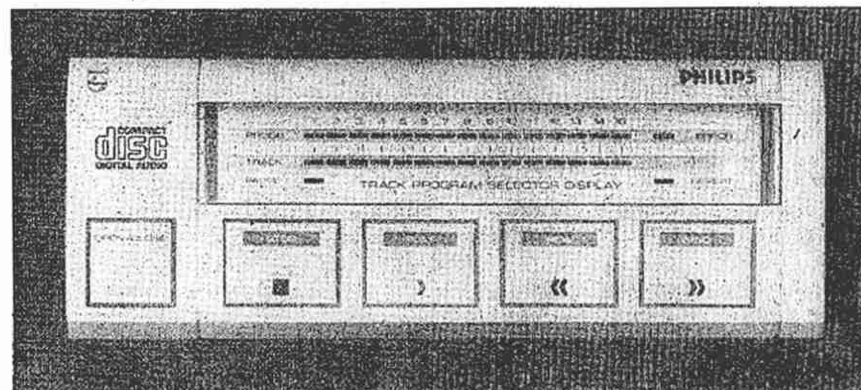
Dziesięć firm japońskich postanowiło przystosować swoje magnetowidy systemu VHS do zapisu stereofonicznego (dwudźwiękowego) Hi-Fi. Nowy system umożliwia odtwarzanie kaset nagranych stereofonicznie również na magnetowidach monofonicznych. Wszystkie firmy przyjęły jednolitą technikę zapisu. Polega ona na wyprzedzającym zapisywaniu przez wirujące głowice dźwiękowe sygnału fonicznego w głębszej warstwie taśmy magnetycznej oraz rejestracji sygnału wizyjnego w warstwie górnej w sposób przyjęty dotąd w systemie VHS. Taki zapis sygnałów: fonicznego i wizyjnego nazywa się „multipleksowaniem głębokościowym". Oba kanały dźwiękowe korzystają z częstotliwości nośnych, modulowanych częstotliwościowo (FM). Częstotliwość nośna sygnału jednego kanału wynosi 1,3 MHz, drugiego 1,7 MHz, a szerokość pasma ±150 kHz. Głowice sygnałów fonicznych są ustawiane skośnie do taśmy pod kątem 30° w celu uniknięcia przesłuchu między kanałami fonicznymi oraz między nimi a sygnałem wizyjnym. Ponieważ dynamika dźwięku w systemie VHS była niedostateczna w stosunku do wymagań „Hi-Fi", w urządzenie wbudowano specjalnie opracowany układ do redukcji szumów.

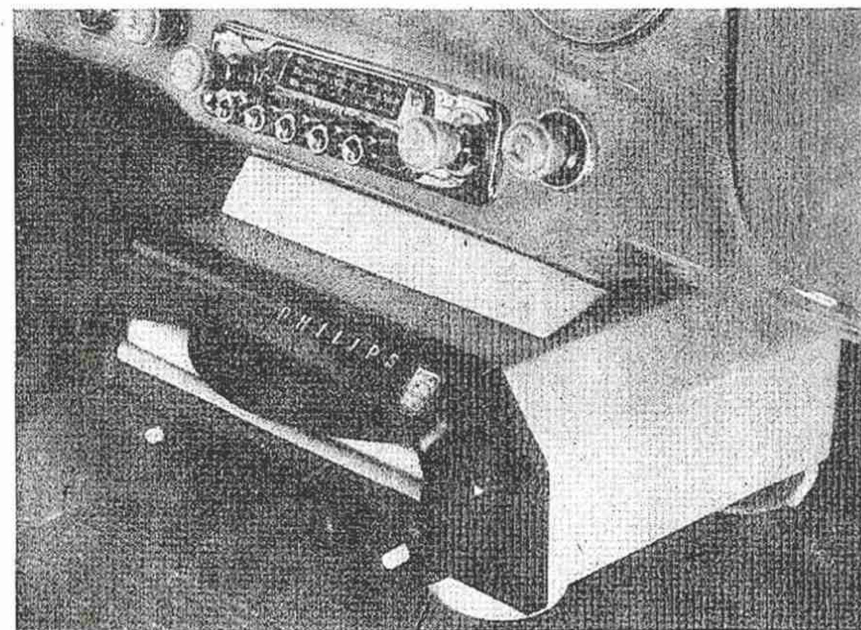


Zegarek cyfrowy otrzymał nową funkcję: przypominania o terminie załatwienia sprawy. Dom wysyłkowy „Quelle" jest sponsorem nowej odmiany zegarka elektronicznego, w którego pamięci można zapisać symbolicznie, w postaci 6 liter lub cyfr „sprawę do załatwienia" oraz nastawić na odpowiedni dzień i godzinę budzik, który nie pozwoli zapomnieć o tym obowiązku. Do wprowadzenia informacji do pamięci zegarka służy oddzielny programator z klawiaturą, przenoszący sygnały do zegarka poprzez sprzężenie elektromagnetyczne (fot. obok).



Na IFA'83 zaprezentowano po raz pierwszy dyskofon CD samochodowy (Philips). Prostota obsługi, podobna do tej jaka jest w magnetofonie oraz trwałość i odporność na mechaniczne uszkodzenia samego dysku umożliwia ulokowanie odtwarzacza płytowego w pojazdach. Model przedstawiony na wystawie (fot. niżej) ma charakter laboratoryjny, niemniej ma już właściwości urządzenia przewoźnego. W biurze konstrukcyjnym pracuje się nadal nad ulepszeniami polegającymi na sprawniejszym wkładaniu dysku do urządzenia oraz taką regulację funkcji, która zapewnia bezpieczeństwo jazdy. Przypomnijmy, że dyskofon CD jest wyposażony w dyski dźwiękowe o średnicy 12 cm z czasem nagrania 1 h, z zapisem cyfrowym PCM, 16-bitowym, odczytywanym za pomocą adaptera laserowego.





W krajach, w których magnetowidy są coraz powszechniejsze, istnieje możliwość automatycznego zapisu emisji telewizyjnej podczas nieobecności użytkownika. Problem powstał z nieprzewidzianych przesunięć lub zmian programu. Opracowano koncepcję systemu VPS (Video Programm System), który umożliwia punktualne uruchomienie magnetowidu automatycznie, sygnałem nadawczym, jeśli magnetowid jest wyposażony w dekoder VPS. Metoda uruchomienia magnetowidu polega na tym, że stacja nadawcza wysyła zakodowane znaki identyfikacyjne stacji i każdej pozycji programowej oraz porównywaniu tych sygnałów z zapisem w pamięci programatora magnetowidu. Sygnały identyfikacyjne są przesyłane w luce sygnału telewizyjnego, na takich samych zasadach, jak sygnały Teletekstu.

Na IFA'83, firma ITT wystawiła model Video-Casseiver – odbiornik OTVC z wbudowanym magnetowidem i dekoderem VPS. W celu zaprogramowania zapisu użytkownik wybiera za pomocą czterech znaków symbol stacji nadawczej oraz znaki i czas audycji (początek-koniec). Wszystkie pozycje programu zapisane w pamięci można wyświetlić na ekranie, aby stwierdzić czy nie zachodzą one przypadkiem na siebie. Jeżeli taki przypadek ma miejsce, na ekranie pojawia się migocący sygnał przy obu zapisanych programach. Również niemożliwe jest przypadkowe wyłączenie magnetowidu w czasie rejestracji programu. Przy naciśnięciu przycisku operacyjnego podczas zapisu, magnetowid nie przerywa pracy, zaś na ekranie pojawia się sygnał informacyjny. Rozkaz sterujący jest natomiast przyjęty do wykonania wówczas, jeśli przycisk zostanie uruchomiony dwukrotnie i to w ciągu czasu krótszego niż 5 s.

Minister Spraw Wewnętrznych Arabii Saudyjskiej zakazał korzystania w tym kraju z gier telewizyjnych. Jako motyw zakazu podano w komunikacie zły wpływ etyczny, materialny i moralny na młodych użytkowników gier. Zakaz został wydany w momencie, gdy znacznie wzrósł import tych wyrobów do Arabii. Zakaz używania gier telewizyjnych dotyczy także lokali publicznych.

mgr inż. JERZY GREMBA

Tuner UKF z cyfrowym odczytem częstotliwości (2)

OPIS KONSTRUKCJI

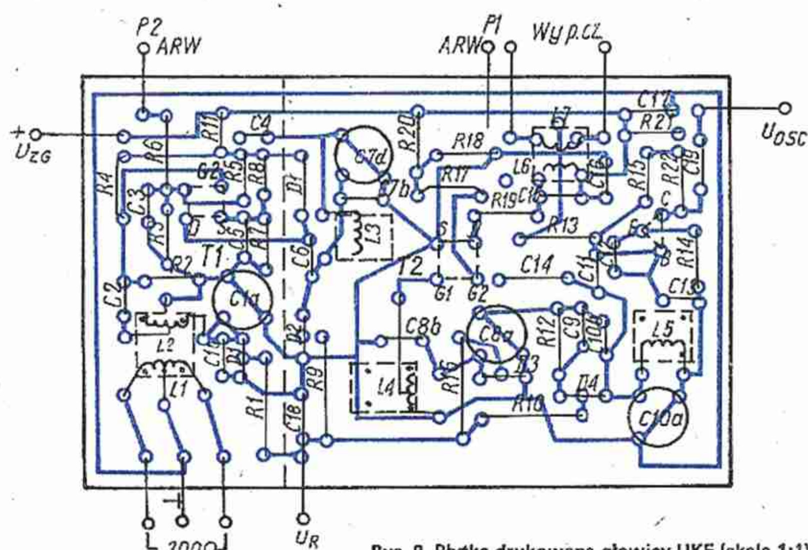
Schemat blokowo-montażowy tunera przedstawiono na rys. 8.

Głowica UKF. Płytkę drukowaną głowicy UKF przedstawiono na rys. 9. Dla lepszej czytelności rysunku płytki drukowanej zminimalizowano obszar „masy". W rzeczywistym rysunku na laminacie miedziawym należy białe obszary otaczające ścieżki sygnałowe i zasilania wypełnić ścieżką „masy".

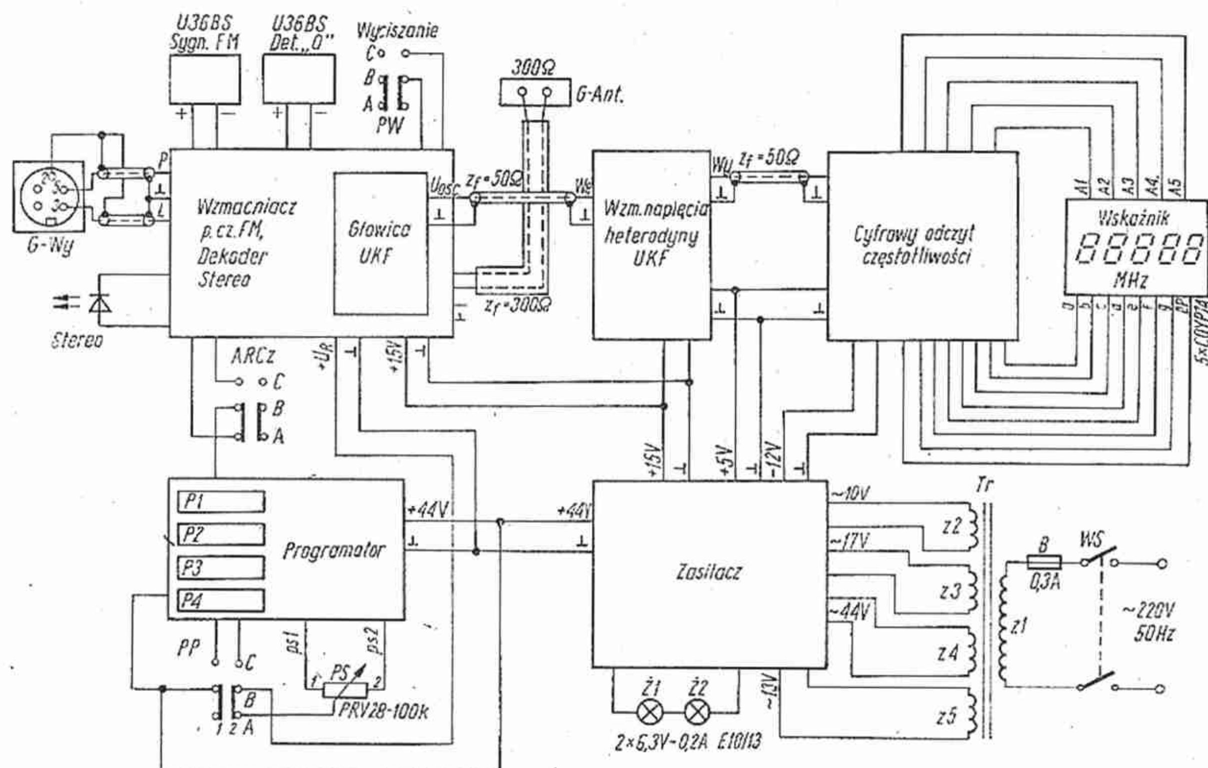
Wszystkie cewki wykonano na standardowych korpusach o średnicy 4 mm, które są stosowane w fabrycznych głowicach typu GFE-103, GFE-105 itp. Miejsca oznaczone kropkami na rys. 9 płytki drukowanej są przeznaczone do osadzenia i wlutowania korpusów cewek. W punktach lutowniczych, będących wyprowadzeniami z głowicy, należy wlutować odcinki drutu miedzianego srebrzonego o długości około 10 mm i średnicy 1 mm. Wyprowadzenia te są przeznaczone do połączenia głowicy UKF z płytką wzmacniacza p.cz. Wzmacniacz w.cz. jest oddzielony od pozostałych obwodów głowicy ekranem wykonanym z blachy stalowej pocynowanej.

W głowicy zastosowano tranzystory MOSFET typu 3N187 firmy RCA ze względu na niski poziom szumów wnoszonych do układu przez te tranzystory (F = 1,5 dB przy f = 200 MHz) oraz duże wzmocnienie mocy. Można również oczekiwać pozytywnych rezultatów z innymi tetrodami 2-bramkowymi, np. 40673, 40822 firmy RCA, BF900, BF961 itp.

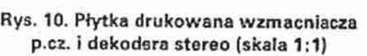
Cewki L1 i L2 są nawinięte na wspólnym korpusie. Cewka L1 ma 2 zwoje drutu DNE 0,2 mm; środek uzwojenia jest połączony z masą. Cewka L2 – 4 zwoje AgCu 0,7 mm. Odczep po 2,5 zw. od końca połączonego z masą głowicy. Cewki L3 i L4 mają po 3,5 zw. AgCu 0,7 mm, przy czym z cewki L4 wyprowadzono odczep po 2,5 zw. od końca połączonego z masą. Cewka L5 – 5,5



Rys. 9. Płytka drukowana głowicy UKF (skala 1:1)



Rys. 8. Schemat blokowo-montażowy tunera



Rys. 10. Płytka drukowana wzmacniacza p.cz. i dekodera stereo (skala 1:1)

zw. AgCu 0,7 mm. Cewka L6 – 16 zw. DNE w jedwabiu 0,15 mm. Sposób nawinięcia – zwój obok zwoju. Na cewce L6 nawinięta jest cewka L7 zawierająca 2 zwoje DNE w jedwabiu 0,15 mm. Długości nawinięcia cewek: L2 – 5 mm, L3 i L4 – 5 mm, L5 – 8 mm. Rdzeń cewki L5 (heterodyny) jest aluminiowy o wymiarach 10×4 mm. Pozostałe cewki są strojone rdzeniami typu RGMS – 4×0, 8×10 wykonane z materiału U11.

Dławik Dł ma rdzeń o wymiarach 10×3 z materiału U11. Uzwojenie dławika zawiera 18 zw. DNE 0,2 mm.

Na jednej z końcówek lutowniczych kondensatora C3 umieszczono perełkę ferrytową FP.

Trymery ceramiczne typu TCD-N47-7d-3/10-160V.

Kondensatory C4, C16, C17, C18 typu KFP o jak najmniejszej indukcyjności własnej. Pozostałe kondensatory typu KCP najlepiej miniaturowe. Napięcie pracy kondensatorów – 25 V.

Rezystory typu OWZ lub MŁT o mocy 0,125 W i tolerancji ±5%. Płytka drukowana głowicy jest umieszczona w ekranie, którego elementy składowe przedstawiono na rys. 16a.

Wzmacniacz p.cz. i dekoder stereo. Płytkę drukowaną wzmacniacza p.cz. i dekodera stereo przedstawiono na rys. 10. Linią przerywaną zaznaczono miejsca wmontowania głowicy UKF.

We wzmacniaczu p.cz. zastosowano filtry ceramiczne FM typu SFE 10,7 MA15 japońskiej firmy Murata. Szerokość pasma przenoszonego przez ten typ filtru na poziomie – 3 dB wynosi 280 kHz. Częstotliwość środkowa filtru – 10,70 MHz. Filtr ten jest oznaczony czerwoną kropką. Ze względu na pewien rozrzut szerokości pasma przenoszonego przez tego typu filtry zaleca się sprawdzić ich charakterystyki przenoszenia, pamiętając o warunkach dopasowania w układzie pomiarowym (impedencje Z_{we} i Z_{wy} – 330 Ω). Można również zastosować filtry ceramiczne o mniejszej szerokości przenoszonego pasma, licząc się ze zwężeniem pasma przenoszonego przez tor. p.cz. tunera.

Układ scalony TDA1200 można zastąpić polskim odpowiednikiem UL1200.

Dławik L1 wykonano na korpusie ø 4 mm z rdzeniem typu RGMS 4×0,8×10/U31. Uzwojenie dławika L1 zawiera 28 zw. DNE w jedwabiu 0,15 mm.

Filtr F1 stanowi fabryczny obwód strojony typu 211. Można go również wykonać samodzielnie wykorzystując dowolny filtr miniaturowy (7×7) z układów p.cz. FM odbiorników radiowych.

Indukcyjność cewki filtru powinna wynosić 2,2 μH w środkowym położeniu rdzenia ferrytowego względem uzwojenia cewki.

Kondensator przyłączony równolegle do cewki powinien mieć pojemność około 82 pF.

Indukcyjność dławików L2...L5 wynosi 40 mH. Można je wykonać na korpusach z rdzeniami garnkowymi z ferrytu F-1001 nawijając po 600 zwojów DNE 0,1 mm.

W miejsce kondensatorów elektrolitycznych C20, C27, C34, C35, C36 i C37 zaleca się stosować kondensatory tantalowe. Kondensatory filtrów dolnoprzepustowych dekodera stereo zastosowano typu KSF o tolerancji ±5%. Kondensator C31 typu KSF o tolerancji ±2%. Kondensatory C24 i C25 typu KCP o tolerancji ±5%. Pozostałe kondensatory mają tolerancję ±10%. Rezystory typu MŁT 0,125 W.

Tranzystory T5 i T6 powinny być parowane ze względu na parametr h_{21E}.

W przypadku zastosowania innego typu wskaźnika natężenia sygnału FM (zamiast U36BS) należy dobrać wartość rezystora R19.

Programator. Płytkę drukowaną programatora przedstawiono na rys. 11. W rozwiązaniu modelowym wykorzystano zespół czujników sensorowych od odbiornika telewizyjnego „Neptun”.

Czujniki sensorowe zamocowano i izolowano na płycie czołowej tunera. Każdy czujnik jest podświetlony przez diodę LED typu CQYP441. W stabilizatorze napięcia regulacyjnego zastosowano diodę referencyjną produkcji ZSRR typu D818G. Można zastosować diodę Zenera typu BZP630-C9V1 licząc się z pogorszeniem stabilności termicznej stabilizatora napięcia regulacyjnego.

Wzmacniacz napięcia heterodyny UKF. Płytkę drukowaną przestawiono na rysunku 12.

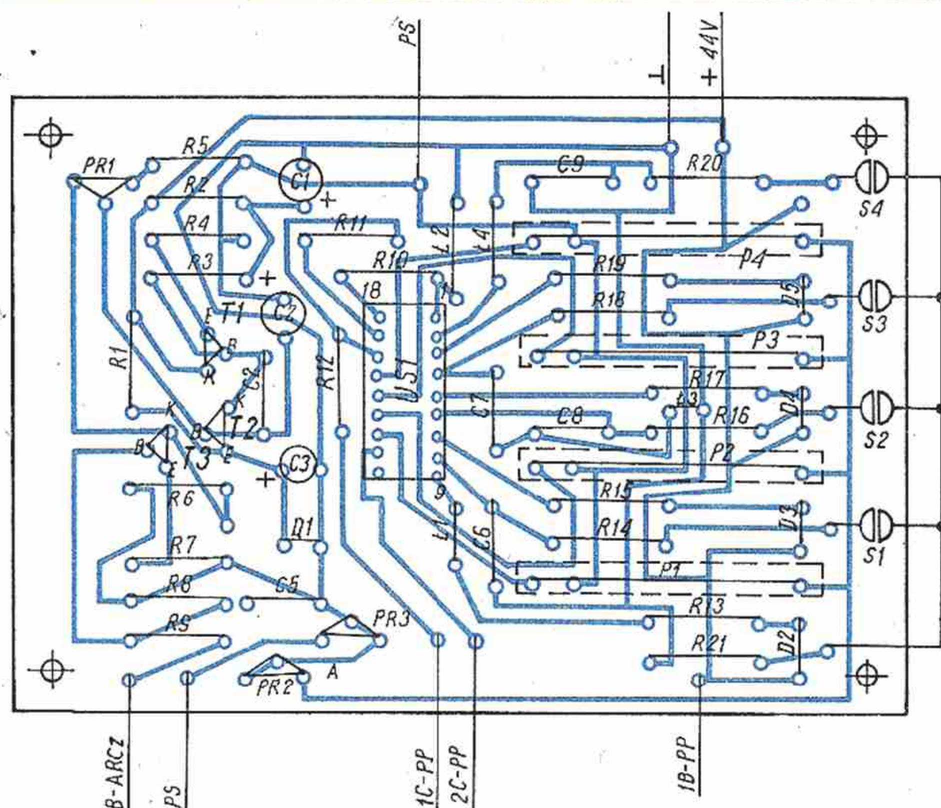
Zamiast tranzystorów BFY90 można zastosować tranzystory typu BF199, BF200, BF180 pod warunkiem, że współczynnik $h_{21E} > 40$.

Układ scalony US1 typu SN74S00 lub jego odpowiedniki MH74S00, UCY74300. Dławiki L1 i L2 nawinięto na rdzeniach 10×3 z materiału F201. Uzwojenia zawierają po 15 zwojów DNE 0,2 mm.

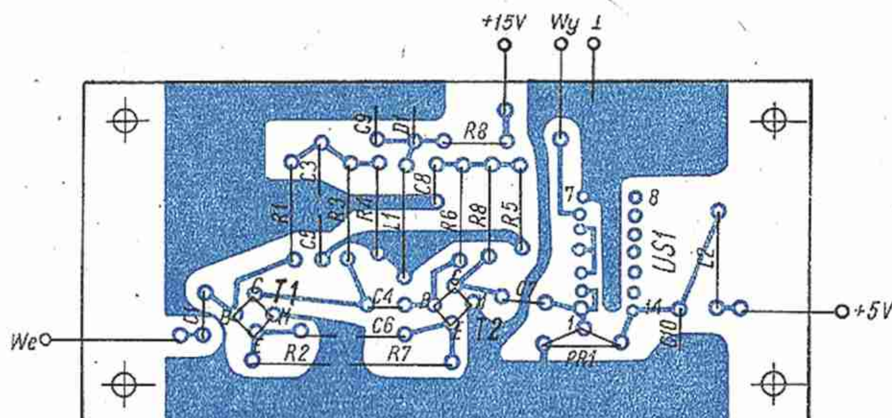
Cyfrowy odczyt częstotliwości. Płytkę dwustronnie drukowaną przedstawiono na rys. 13a, b. Układ scalony US8 umieszczono w podstawce 28-nóżkowej. Częstotliwość generatora zegarowego powinna być ustawiona z dokładnością lepszą od 0,01% trymerem ceramicznym C2 typu TCD-10d-6/25. Odpowiedniki układów scalonych US1 i US2 typu SN74S112 są produkowane przez czeską firmę Tesla i oznaczone MH74S112.

Płytkę drukowaną wskaźnika cyfrowego przedstawiono na rys. 14a,b.

Zastosowano wskaźniki ze wspólną anodą, typu CQYP74. W konstrukcji modelowej zespół wskaźników zamocowano pod okienkiem z „pleksiglasu” od wskaźnika wychyłowego typu U36BS.



Rys. 11. Płytka drukowana programatora (skala 1:1)



Rys. 12. Płytka drukowana wzmacniacza napięcia heterodyny (skala 1:1)

Zespół zasilaczy. Płytkę drukowaną zespołu zasilaczy przedstawiono na rys. 15. Kondensatory C2, C3, C4 oraz C6, C7, C8 należy lutować bezpośrednio na końcówkach układów scalonych US1 oraz US2. Zalecane jest ekranowanie transformatora sieciowego Tr przez umieszczenie go w osłonie wykonanej z blachy stalowej lub permalojowej. Żarówki Ż1 i Ż2 są przeznaczone do podświetlania wskaźników: natężenia sygnału FM oraz detektora „0".

W rozwiązaniu modelowym tuner umieszczono w obudowie w połączeniu ze wzmacniaczem stereofonicznym Hi-Fi. W konstrukcji wykorzystano płytę czołową od odbiornika typu „Radmor 5102". Ze względu na różne upodobania oraz możliwości zaopatrzenia się w odpowiednie materiały wybór rozwiązania obudowy i płyty czołowej tunera pozostawiono konstruktorom tunera, natomiast elementy konstrukcyjne ekranów: głowicy UKF i wzmacniacza napięcia heterodyny przedstawiono na rys. 16a,b.

STROJENIE i REGULACJA UKŁADÓW TUNERA

Prawidłowe zestrojenie tunera wymaga doświadczenia w zakresie posługiwania się wobulatorem FM, generatorem sygnałowym FM i koderem stereo.

Przed przystąpieniem do strojenia i regulacji poszczególnych układów tunera należy sprawdzić napięcia w poszczególnych punktach pomiarowych woltomierza o $R_{we} \geqslant 50$ kΩ/V. Na płytce programowania, potencjometrem PR1 ustawić napięcie +25 V. Obrócić pokrętło strojenia potencjometru PS do oporu w lewo (położenie suwaka potencjometru PS w pozycji 1). Przyłączyć woltomierz napięcia stałego między masę i punkt 1A przełącznika programowania PP. Potencjometrem nastawnym PR3 na płytce programowania ustawić napięcie +3 V. Wcisnąć przycisk programowania stacji PP. Pokrętłem programowania stacji ustawić P1 na minimum (lewe skrajne położenie). Przyłączyć woltomierz napięcia stałego między masę i punkt A na płytce programowania. Potencjometrem nastawnym PR3 ustawić napięcie +3 V.

Strojenie należy rozpocząć od zestrojenia filtru pasmowego głowicy. W tym celu należy dołączyć sondę zbiorczą wobulatora FM do bramki G1 tranzystora T2 przez kondensator o pojemności około 1 pF. Sondę podawczą wobulatora FM dołączyć do gniazda anteny UKF o impedancji 300 Ω przez układ transformująco-symetryzujący (tzw. antenę sztuczną FM). Obwód ARW należy odłączyć przez wylutowanie jednej z końcówek rezystora R50 na płytce wzmacniacza p.cz. Do punktu P2 głowicy doprowadzić stałe napięcie +9V. Rdzeniami cewek L3 i L4 zestroić filtr pasmowy na częstotliwość $f_s = 65$ MHz. Charakterystyka przenoszenia powinna mieć przebieg zbliżony do krzywej krytycznej. Znacznik wobulatora powinien znajdować się na środku krzywej. Trymerami C7a i C8a zestroić filtr pasmowy na częstotliwości $f_s = 73{,}5$ MHz, utrzymując znacznik na środku krzywej.

Strojenie filtru trzeba powtórzyć kilka razy, aż do uzyskania właściwej charakterystyki w całym zakresie przenoszenia od 65,5 do 73 MHz. Następnie należy zestroić wzmacniacz w.cz. Rdzeniem cewek L1 i L2 zestroić obwód wejściowy przy $f_s = 65$ MHz na maksymalną wysokość krzywej „π" przy zachowaniu współbieżności obwodu wejściowego i filtru pasmowego. Analogicznie stroić wzmacniacz w.cz. trymerem C1a przy $f_s = 73{,}5$ MHz. Jeśli charakterystyka przenoszenia filtru pasmowego zmienia kształt, wówczas należy przeprowadzić ponowną korekcję strojenia obwodu wejściowego.

Kolejnym etapem jest zestrojenie heterodyny. Sondę zbiorczą wobulatora FM przyłączyć do bazy tranzystora T1 (BF195) na płytce wzmacniacza p.cz., sprzęgając z układem znacznik 10,7 MHz. Sondę podawczą dołączyć do gniazda 300 Ω przez antenę sztuczną FM. Pokrętło strojenia PS ustawić w środkowym położeniu. Rdzeniem L5 stroić do momentu ukazania się krzywej p.cz. na ekranie wobuloskopu. Rdzeniem cewek L6 i L7 stroić tak, aby znacznik znajdował się na środku wierzchołka symetrycznej krzywej głowicy. Pokrętło strojenia PS ustawić w lewym skrajnym położeniu i stroić heterodynę rdzeniem L5 przy $f_s = 65$ MHz. Następnie pokrętło strojenia PS ustawić w prawym skrajnym położeniu i stroić heterodynę trymerem C10a.

Przy czynnościach strojenia należy kontrolować częstotliwość wskazywaną przez cyfrowy odczyt częstotliwości tunera. Częstotliwość odczytu powinna pokrywać się z częstotliwością sygnału doprowadzonego do wejścia antenowego. W przypadku nieprawidłowego odczytu częstotliwości (lub wyświetlenia cyfry 8 na wszystkich wyświetlaczach) należy przeprowadzić regulację rezystorem nastawnym PR1 na płytce wzmacniacza napięcia heterodyny.

Kolejno należy zestroić wzmacniacz p.cz. Przyłączyć sondę zbiorczą wobulatora przez C = 1 pF do końcówki 1 układu scalonego US1 na płytce wzmacniacza p.cz. Ustawić częstotliwość wobulatora na 10,7 MHz. W przypadku asymetrii krzywej „π" należy przeprowadzić korekcję rdzenia cewek L6 i L7 po uprzednim zmniejszeniu sygnału wejściowego i wzmocnieniu wobulatora.

Następnie należy zestroić detektor FM. Połączenia sond jak wyżej. Pokrętłem strojenia ustawić częstotliwość na 69 MHz (kontrola odczytem cyfrowym).

W celu umożliwienia jednoczesnej obserwacji krzywej „π" i „S" należy połączyć przewodem ekranowanym końcówkę 6 układu scalonego US1 przez rezystor 100 kΩ z wyjściem wobulatora. Rdzeniem F1 stroić na prostoliniową i symetryczną krzywą „S" z zerem przypadającym w środku krzywej „π", obserwując jednocześnie wskaźnik „0" FM.

Po zestrojeniu toru p.cz. należy przeprowadzić regulację dekodera. Generator sygnałowy FM dołączyć do gniazda 300 Ω przez antenę sztuczną FM. Ustawić parametry sygnału: $f_s = 69$ MHz, $E_g = 1$ mV (SEM) i zmodulować go sygnałem pilota $\Delta f_p = 5$ kHz. Dostroić tuner do „0" FM i włączyć ARCz. Ustawić PR2 na maksimum rezystancji. Potencjometrem nastawnym PR1 ustawić próg zaskoku synchronizacji fazy generatora podnośnej układu US2. Synchronizacja jest sygnalizowana świeceniem diody D1 – wskaźnika stereo. Generator sygnałowy zmodulować sygnałem stereofonicznym MPX – „1 kHz" – kanał prawy. Parametry sygnału: $\Delta f_p = 5$ kHz, $\Delta f_p + \Delta f_s = 40$ kHz, $E_g = 1$ mV (SEM). Do wyjścia m.cz. – kanał lewy –

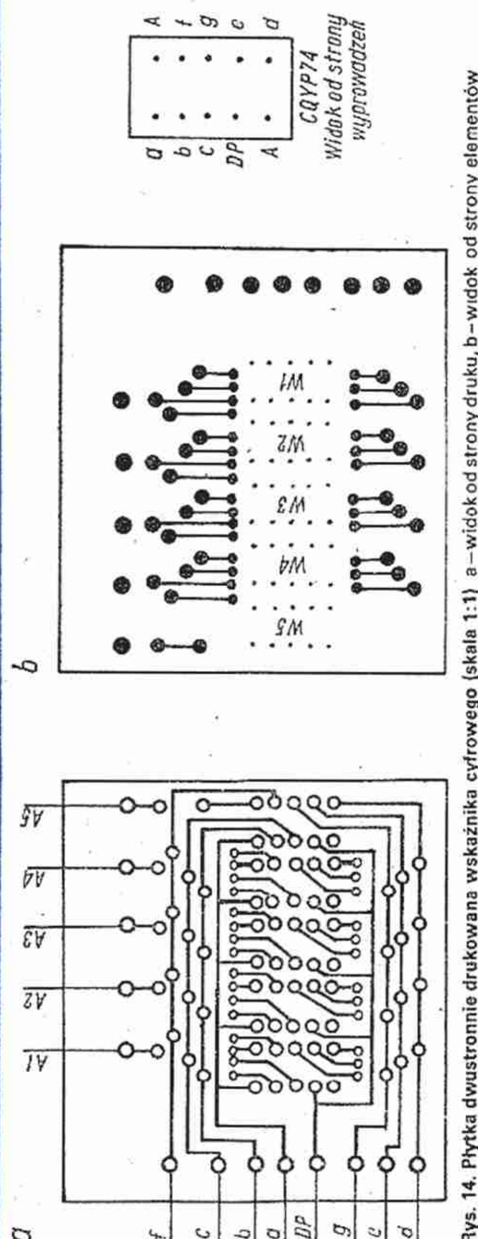
Rys. 13. Płytka dwustronnie drukowana cyfrowego odczytu częstotliwości (skala 1:1) a – widok od strony elementów, b – widok od strony druku

dołączyć miliwoltomierz m.cz. Potencjometrami PR1 i PR2 regulować na minimum przesłuchu w lewym kanale. Przełączyć modulację sygnału w.cz. sygnałem MPX na „1 kHz" – kanał lewy. Przełączyć miliwoltomierz na wyjście m.cz. – kanał prawy i zmierzyć wartość przesłuchu w kanale prawym.

Opisane czynności należy powtarzać aż do uzyskania maksymalnego tłumienia przesłuchu w obu kanałach.

Przedstawiona powyżej metoda strojenia tunera wymaga specjalistycznej aparatury. Można również zestroić tuner metodą uproszczoną, licząc się z ewentualnością mniejszej precyzji zestrojenia.

Strojenie należy rozpocząć od detektora FM. W tym celu należy przyłączyć do wejścia toru p.cz. fabrycznie zestrojoną głowicę UKF typu GFE103 lub GFE105. Do wyjścia m.cz. tunera dołączyć wzmacniacz m.cz. ARW pozostawić odłączoną.



Rys. 14. Płytka dwustronnie drukowana wskaźnika cyfrowego (skala 1:1) a – widok od strony druku, b – widok od strony elementów

Rys. 15. Płytka drukowana zespołu zasilaczy

Przełącznik ARCz – w pozycji wyłączonej. Potencjometrem strojenia PS dostroić tuner do częstotliwości jednej z lokalnych stacji UKF o znanej częstotliwości (kontrolować cżętotliwość za pomocą odczytu cyfrowego). Pokręcać rdzeniem filtru F1 aż do uzyskania „czystego" odbioru stacji UKF.

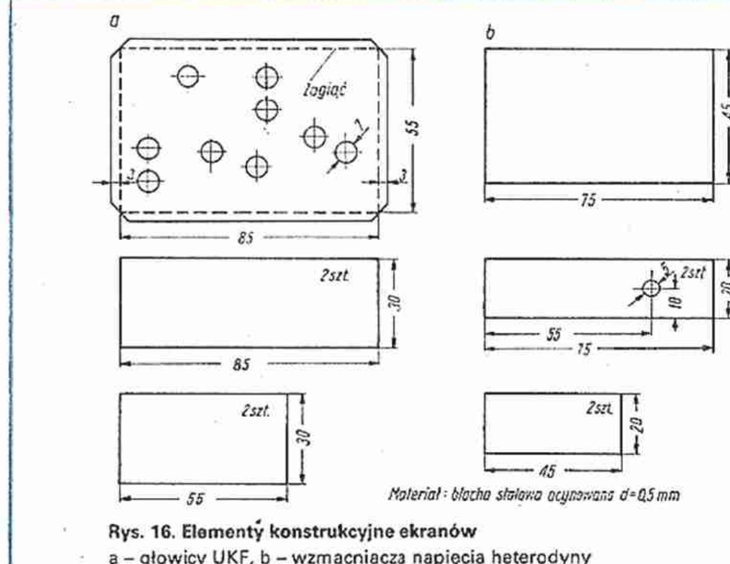
Obserwując wskaźniki: „sygnał FM" i „detektor 0", odstrajać potencjometrem PS kolejno w lewo i prawo od częstotliwości środkowej odbieranej stacji.

Skorygować położenie rdzenia filtru F1 tak, aby symetryczne odstrojenie wskaźnika „detektor 0" w lewo i w prawo od położenia zerowego powodowało symetryczny spadek napięcia na wskaźniku „sygnał FM".

Sprawdzić za pomocą odczytu cyfrowego czy dostrojenie wksaźnika „detektor 0" odpowiada dokładnie częstotliwości odbieranej stacji.

Dołączyć fabryczną głowicę UKF i wmontować na jej miejsce wykonaną głowicę. ARW pozostawić odłączoną. Do punktu P2 głowicy doprowadzić napięcie stałe +9 V.

Rdzeniem cewki L5 ustawić częstotliwość odbieranej stacji UKF, kontrolując wartość częstotliwości odczytem cyfrowym. Zmieniając wartość napięcia regulacyjnego pokrętłem strojenia PS sprawdzić zakres częstotliwości odczytem cyfrowym (zakres przestrajania wynosi 65...73,5 MHz). W przypadku innego zakresu przestrajania należy przeprowadzić korektę częstotliwości za pomocą rdzenia L5 i kondensatora C10a. Następnie należy kolejno stroić: filtr wyjściowy głowicy L6, L7; filtr pasmowy rdzeniami cewek L4 i L3 oraz kondensatorami C8a i C7a; obwód wejściowy głowicy rdzeniem cewek L1 i L2 oraz kondensatorem C1a. Odłączyć napięcie +9 V od punktu P2 i dołączyć układ ARW. Włączyć układ ARCz i sprawdzić jego skuteczność działania.



Rys. 16. Elementy konstrukcyjne ekranów
a – głowicy UKF, b – wzmacniacza napięcia heterodyny

LITERATURA

1. Balboni E., Seragnoli G.: TDA1200FM-IF System for high performance radioreceivers, SGS Ates Technical, Note 117.
2. General Instruments: AY-5-8102 Radio receiver frequency counter display driver, Application Note.
3. National Semiconductor: Linear applications handbook – LM1310 Phase locked loop FM stereo demodulator.
4. Rudnicki C., Gomuła R.: Analogowe układy scalone w sprzęcie radiowo-telewizyjnym, WKiŁ, Warszawa 1980.

Dane techniczne elementów półprzewodnikowych produkowanych w CEMI (1)

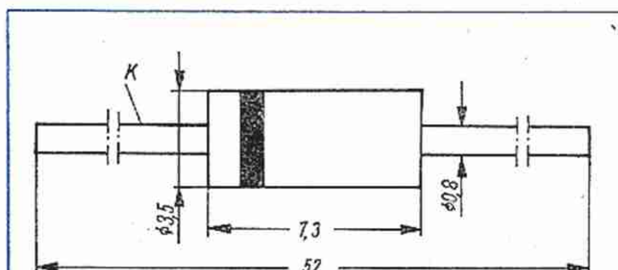
DIODY

Konstruktorzy urządzeń elektronicznych napotykają na trudności z uzyskiwaniem informacji technicznych dotyczących krajowych elementów półprzewodnikowych i układów scalonych. Dążąc do wypełnienia tej luki informacyjnej zespół autorów z Naukowo-Produkcyjnego Centrum Półprzewodników opracował dla „Re" zwięzłe informacje techniczne o elementach półprzewodnikowych i układach scalonych. W poszczególnych numerach będą zamieszczane informacje o:

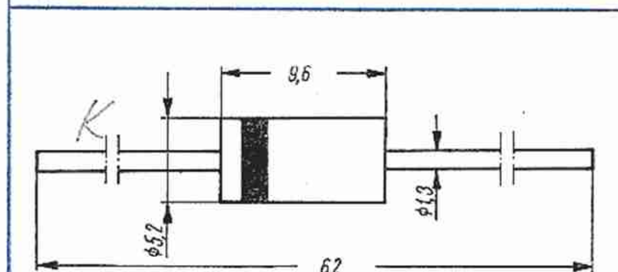
– elementach dyskretnych (diodach, tranzystorach, tyrystorach, termistorach i elementach optoelektronicznych),
– bipolarnych układach scalonych (analogowych i cyfrowych),
– układach CMOS serii MCY74...N,
– unipolarnych układach scalonych i układach systemu mikroprocesorowego (układach RTV, układach zegarkowych i kalkulatorowych, rejestrach, pamięciach, unipolarnych i bipolarnych układach systemu mikroprocesorowego).

Poza podstawowymi parametrami technicznymi będą podane zasady oznaczania elementów półprzewodnikowych i układów scalonych, wykaz oznaczeń parametrów technicznych i rysunki obudów.

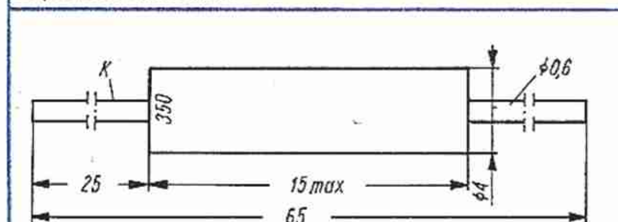
Opracowali: mgr inż. Jacek Alchimowicz i inż. Jan Obojski



Rys. 1. Obudowa CE31



Rys. 2. Obudowa CE05



Rys. 3. Obudowa CE08

WYKAZ OZNACZEŃ PARAMETRÓW TECHNICZNYCH DIOD I TYRYSTORÓW

C_r	pojemność diody przy określonym napięciu wstecznym
$\frac{C_r(U_{R1})}{C_r(U_{R2})}$	stosunek pojemności przy napięciu U_{R1} i U_{R2}
$\frac{di_T}{dt}$	krytyczna stromość prądu przewodzenia
f_p	częstotliwość pomiarowa
I_F	prąd przewodzenia
I_{FM}	szczytowy prąd przewodzenia
I_{FRM}	powtarzalny szczytowy prąd przewodzenia
I_{FSM}	niepowtarzalny szczytowy prąd przewodzenia
I_G	prąd bramki
I_{GT}	przełączający prąd bramki
I_O	średni prąd wyprostowany
I_R	prąd wsteczny
i_{rr}	prąd ustalenia charakterystyki wstecznej
I_T	stały prąd przewodzenia tyrystora
$I_{T(AV)}$	średni prąd przewodzenia tyrystora
$I_{T(RMS)}$	skuteczny prąd przewodzenia tyrystora
I_{TSM}	niepowtarzalny szczytowy prąd przewodzenia tyrystora
I_Z	prąd stabilizacji
P_{tot}	moc całkowita
P_{GM}	straty mocy w bramce
Q	dobroć
r_F	rezystancja dynamiczna w kierunku przewodzenia
r_s	rezystancja szeregowa
r_Z	rezystancja dynamiczna
R_L	rezystancja obciążenia
t	czas trwania impulsu
t_{amb}	temperatura otoczenia
t_{case}	temperatura obudowy
t_j	temperatura złącza
t_r	czas narastania
t_{rr}	czas ustalania charakterystyki wstecznej
U_D	napięcie blokowania
U_{DRM}	powtarzalne szczytowe napięcie blokowania
U_{DSN}	niepowtarzalne szczytowe napięcie blokowania
U_F	napięcie przewodzenia diody
U_{FSM}	niepowtarzalne szczytowe napięcie przewodzenia
U_{GT}	napięcie przełączające bramki
U_R	napięcie wsteczne
U_{RM}	szczytowe napięcie wsteczne
U_{RRM}	powtarzalne szczytowe napięcie wsteczne
U_{RSM}	niepowtarzalne szczytowe napięcie wsteczne
U_{RWM}	szczytowe napięcie wsteczne pracy
U_T	napięcie przewodzenia tyrystora
U_Z	napięcie stabilizacji
α_{UF}	współczynnik temperatury stabilizacji w kierunku przewodzenia
α_{UZ}	współczynnik temperaturowy napięcia stabilizacji
Θ	kąt przepływu

Ogólne zasady oznaczania elementów dyskretnych

BAYP 95A

Pierwsza litera (materiał wyjściowy elementu)

A – materiał o szerokości pasma zabronionego od 0,6 do 1,0 eV, taki jak german

B – materiał o szerokości pasma zabronionego od 0,1 do 1,6 eV, taki jak krzem

C – materiał o szerokości pasma zabronionego większego niż 1,3 eV, taki jak arsenek galu, arsenofosforek galu, fosforek galu

D – materiał o szerokości pasma zabronionego mniejszego niż 0,6 eV, taki jak antymonek indu

R – inne materiały

Druga litera (rodzaj elementu)

A – diody przełączające, detekcyjne, mieszające (sygnałowe) i stabilistory małych napięć

B – diody o zmiennej pojemności (warikapy)

C – tranzystory małej i średniej mocy, m.cz. ($R_{thj\text{-}c} > 15°C/W$)

D – tranzystory mocy m.cz. ($R_{thj\text{-}c} \leq 15°C/W$)

E – diody tunelowe

F – tranzystory małej mocy, w.cz. ($R_{thj\text{-}c} > 15°C/W$)

G – elementy powielające, złożone z różnych struktur

H – sondy do pomiaru natężenia pola magnetycznego (czujnik Hall'a)

K – generatory Hall'a w otwartym obwodzie magnetycznym, np. czujnik sygnałowy

L – tranzystory mocy w.cz. ($R_{thj\text{-}c} \leq 15°C/W$)

M – generatory Hall'a w zamkniętym obwodzie magnetycznym, np. modulator

N – transoptory

P – elementy fotoczułe – fotodetektory np. fotodiody, fototranzystory

Q – elementy promieniujące, np. diody elektroluminescencyjne

R – tyrystory małej mocy ($R_{thj\text{-}c} > 15°C/W$)

S – tranzystory impulsowe (przełączające) małej mocy ($R_{thj\text{-}c} > 15°C/W$)

T – tyrystory mocy ($R_{thj\text{-}c} \leq 15°C/W$)

U – tranzystory impulsowe mocy ($R_{thj\text{-}c} \leq 15°C/W$)

Y – diody prostownicze, tłumiąco-usprawniające, wysokosprawne

X – mikrofalowe diody powielające (np. waraktory, ładunkowe itp.)

Z – stabilistory (diody Zenera)

Trzecia litera + 3 cyfry (2 litery + 2 cyfry)

Litera P (lub E) – umowny symbol wytwórcy, który może być pominięty w oznaczeniu typu wyrobu, jeżeli dane oznaczenie, obudowa oraz parametry są zgodne z charakterystyką wyrobu według katalogu Międzynarodowego Stowarzyszenia Naukowego PRO ELEKTRON

P + 3 cyfry – elementy do zastosowań w sprzęcie powszechnego użytku

E + 3 cyfry – elementy do układów hybrydowych w obudowie µE

YP + 2 cyfry – elementy do zastosowań w sprzęcie profesjonalnym; litera Y może być zastąpiona literami V, W, X lub Z

Cyfry poprzedzone znakiem „–"
określają w woltach maksymalną wartość impulsowego napięcia wstecznego diod prostowniczych małej i średniej mocy

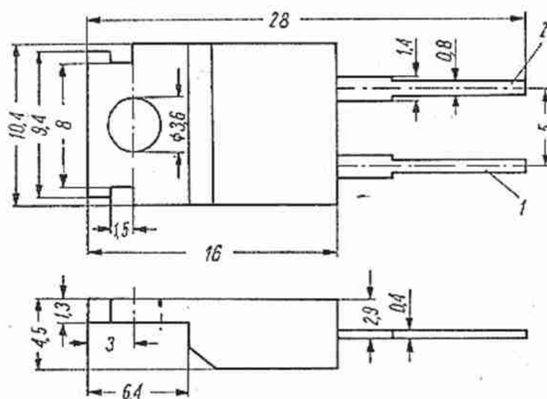
Litera poprzedzona znakiem „–"
określa w % tolerancję napięcia stabilizacji:

A – 1
B – 2
C – 5
D – 10
E – 15

Litera V określa miejsce przecinka, jeżeli napięcie stabilizacji jest liczbą ułamkową

Litera R dla diod oznacza polaryzację odwrotną (anoda na obudowie) w stosunku do polaryzacji normalnej (katoda na obudowie), której nie wyróżnia się

Litera R dla tranzystorów oznacza wersję wyrobu z odwróconą kolejnością wyprowadzeń emitera i bazy



	1	2	Radiator
BYP671R	A	K	A
BYP671	K	A	K

Rys. 4. Obudowa CE30 (TO220)

KOD BARWNY NA OBUDOWACH DIOD

Obudowa CEO2 (DO35)

Dioda	pasek / pasek
BAVP10	brązowy / czarny
BAVP17	brązowy / fioletowy
BAVP18	brązowy / szary
BAVP19	brązowy / biały
BAVP20	czerwony / czarny
BAVP21	czerwony / brązowy
BAYP61	żółty / brązowy
BAYP94	brązowy
BAYP94A	czerwony
BAYP95	pomarańczowy
BAYP95A	żółty

Diody Zenera BZP683

Kolor pasków	1	2	3	4
czarny	–	0	×1	
brązowy	1	1		
czerwony	2	2		
pomarańczowy	3	3		
żółty	4	4		
zielony	5	5		
niebieski	6	6		
fioletowy	7	7		
szary	8	8		
biały	9	9	$\times 10^{-1}$	
złoty	–	–	–	5% (C)
srebrny	–	–	–	10% (D)

Obudowa CEO5

Dioda	pasek
BYP155-350	czerwony
BYP155-600	biały

Obudowa CE31

Dioda	pasek / pasek
BA157	czerwony / czerwony
BA158	biały / biały
BA159	zielony / zielony

Dioda	trzy paski
BYP150-50	niebieskie
BYP150-100	szare
BZP150-225	żółte
BYP150-300	zielone
BYP150-400	czerwone
BYP150-600	białe

Dioda	pasek
BYP401-50	szary
BYP401-100	czerwony
BYP401-200	żółty
BYP401-400	zielony
BYP401-600	niebieski
BYP401-800	biały
BYP401-1000	brązowy

Obudowa CE37 (SOD23)

Dioda	kropka	pasek
BA182	czerwona	
BA152P	czarna	
BAP794	żółta	
BAP794A	pomarańczowa	
BAP795	niebieska	
BAP795A	szara	
BB105A	biała	
BZ105B	biała	biały
BB105G	zielona	
BB109	czarna	żółty

Rys. 5. obudowa CE11 (DO4)

Diody prostownicze

Typ	Parametry graniczne (t_{amb} = 25°C)							Parametry charakterystyczne (t_{amb} = 25°C)				
	U_{RWM} max	U_{RSM} (U_{RRM}) max	I_o (I_F) max	I_{FSM} przy max	t_j	t	t_j max	U_F przy max	I_F	I_R przy max	U_R	Obudowa rys.
	V	V	A	A	°C	ms	°C	V	A	µA	V	
BYP150-50	50	100									50	
BYP150-100	100	200									100	
BYP150-225	225	350									225	1
BYP150–300	300	400	0,4	15			150	1,5	1	5	300	
BYP150-400	400	600									400	
BYP150-600	600	800									600	
BYP155-350*	300	(350)	(1,2)	40	150	10	150	1,25	5	750		
BYP155-600*	500	(600)	(1,2)	40	150	10	150	1,25	5	750		2
BYP350-2 k		(2 k)	(0,008)	1		10	100	30	0,01	10	2 k	
BYP350-8 k		(8 k)	(0,008)	1		10	100	30	0,01	10	8 k	
BYP350-12 k		(12 k)	(0,008)	1		10	100	37,5	0,01	10	12 k	3
BYP350-16 k		(16 k)	(0,008)	1		10	100	50	0,01	10	16 k	
BYP401-50	50	100									50	
BYP401-100	100	200									100	
BYP401-200	200	400									200	
BYP401-400	400	600	1	50		10	150	1,1	1	5	400	1
BYP401-600	600	800									600	
BYP401-800	800	1000									800	
BYP401-1000	1000	1300									1000	
BYP671-350*												
BYP671-350 R*	300	(350)	(5)[1]	60	150	10	150	1,25	5	200[2]		
BYP671-600*												4
BYP671-600 R*	500	(600)	(5)[1]	60	150	10	150	1,25	5	200[2]		
BYP680-50												
BYP680-50 R	50	80	5	60	150	10	150	1,3	5	50	50	
BYP680-100												
BYP680-100 R	100	160	5	60	150	10	150	1,3	5	50	100	
BYP680-300												5
BYP680-300 R	300	500	5	60	150	10	150	1,3	5	50	300	
BYP680-500												
BYP680-500 R	500	800	5	60	150	10	150	1,3	5	50	500	
BYP680-600												
BYP680-600 R	600	1000	5	60	150	10	150	1,3	5	50	600	

[1] t_{amb} = +85°C [2] t_{amb} = +100°C * nowe uruchomienia

Gitarowy zespół głośnikowy

Zaczęło się niewinnie. Prawie pół wieku temu, w 1935 r. muzyk-gitarzysta Aaron Walker, grający w lokalach Hollywood, zaczął używać walizkowego wzmacniacza z głośnikiem do wzmocnienia dźwięku gitary. Stał się on jednocześnie wynalazcą efektu „fuzz", bowiem wystarczyło wzmocnić sygnał na tyle, żeby wierzchołki przebiegów były obcinane przez wzmacniacz, aby pojawił się ten efekt. Od tego czasu gitara akustyczna uzupełniona przetwornikami i tzw. gitara elektryczna, zrobiły niebywałą karierę. Używają jej nie tylko sławne zespoły (takie, jak w swoim czasie The Beatles i Rolling Stones), ale i młodzi chłopcy zaczynający muzykować. Dla tych ostatnich oraz dla organizujących się zespołów, których nie stać na wyposażenie się w aparaturę profesjonalną, jest przeznaczony ten artykuł.

Założeniem, które przyjęto za podstawę przy projektowaniu niżej przedstawionego gitarowego zespołu głośnikowego, było:
- oprzeć się na głośnikach produkcji krajowej (TONSIL);
- większość amatorów-użytkowników gitar elektrycznych dysponuje wzmacniaczami m. cz. o niewielkiej mocy 20...80 W; (takie wzmacniacze najczęściej z tranzystorami 2N3055 były opisane w „RiK" i „Re", np. w nrach 4 i 5/77, 7–8/79, 9/79, 9/80, 6/82 i 7/82).

Nadzwyczaj istotnym parametrem gitarowego zespołu głośnikowego jest wysoka sprawność przetwarzania energii otrzymywanej z wzmacniacza w energię akustyczną, z tego względu nie nadają się do tego celu domowe zespoły głośnikowe Hi-Fi wyposażone przeważnie w obudowy zamknięte i mało sprawne głośniki niskotonowe.

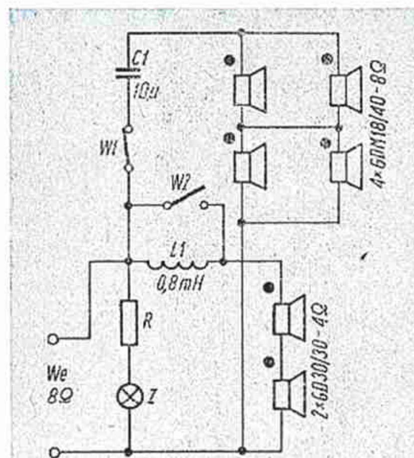
Czynnikiem, z którym należy się liczyć w przypadku gitary, jest znaczna moc wytwarzana przy wysokich tonach oraz duża wartość średnia użytecznych sygnałów, większa niż w przeciętnych nagraniach płytowych. Wynika z tego konieczność zastosowania odpowiednich głośników przetwarzających średnie i wyższe tony, wytrzymałych na długotrwałe obciążenie, mocą w zasadzie o takiej samej wartości, jak moc doprowadzana do głośników nisko-średniotonowych. Z tego powodu nie wchodzą w grę głośniki kopułkowe i inne małe, wysokotonowe przeznaczone do zespołów Hi-Fi. Natomiast, bez większej szkody można zrezygnować z przetwarzania bardzo wysokich tonów, o częstotliwości większej niż 10 kHz.

Analiza parametrów głośników krajowych, prowadzona pod kątem wybrania głośników o odpowiedniej mocy, o dużej sprawności przetwarzania i o odpowiednim pasmie przenoszenia, przemawia za głośnikami dwóch typów: GD30/30, 4 Ω i GDM18/40, 8 Ω. Pierwszy z nich jest głośnikiem nisko-średniotonowym, o częstotliwości rezonansowej około 70 Hz, przeznaczonym specjalnie do zespołów głośnikowych współpracujących z gitarami i innymi instrumentami elektrycznymi (głównie domowymi organami). Drugi, to głośnik średniotonowy, opracowany pod kątem zastosowania w zespołach Hi-Fi dużej mocy (ZG60C, ZG80C). Jego rzeczywista moc może być oceniana na około 20 W, ma on bowiem cewkę drgającą w zasadzie podobną do głośników o takiej właśnie mocy, a jej zawieszenie jest bardzo solidne. Ważną jego zaletą jest również względnie wysoka sprawność przetwarzania. Znamionowe pasmo przenoszenia wynosi 110...10 000 Hz. W przypadku zastosowania tego typu głośnika w gitarowym zespole głośnikowym, można zalecić dodatkowe usztywnienie środkowej części membrany głośnika lakierem nitro (średnica dodatkowo usztywnionej części membrany powinna wynosić mniej więcej 60 mm).

Nie jest celowe zastosowanie obudowy zamkniętej, której sprawność w zakresie basów jest wyraźnie mniejsza. Pozostają do wyboru następujące rodzaje obudów: tubowe, obudowy z otworem (bass-reflex) oraz otwarte.

Obudowy tubowe [3], chociaż doskonałe, są trudne do skonstruowania i nadają się raczej do użycia jako profesjonalne, stacjonarne.

Obudowy otwarte (ekrany, obudowy skrzynkowe itd.) mają bardzo dobrą sprawność w zakresie częstotliwości od 150 Hz wzwyż (od tonów C, D wzwyż). Aby możliwe było skuteczne przetwarzanie tonów o jedną oktawę niższych (od tonów C, D poczynając), konieczne jest zastosowanie obudowy z otworem.



Rys. 1. Schemat zespołu głośnikowego przeznaczonego do zasilania z wzmacniacza o mocy 40...100 W, 8 Ω

UKŁAD ELEKTRYCZNY ZESPOŁU

Na rysunku 1 przedstawiono układ elektryczny zespołu głośnikowego, przeznaczonego do zasilania z wzmacniacza m.cz. o mocy 40...100 W, 8 Ω. Podstawową funkcję spełniają dwa głośniki typu GD30/30. Uzupełniającą funkcję, przetwarzania tonów średnich-wyższych i wysokich, spełnia zespół czterech głośników typu GDM18/40. Są one zasilane przez prosty filtr, którym jest kondensator. Zaleca się zastosowanie baterii kondensatorów papierowych (tzw. blokowych), a nie kondensatorów elektrolitycznych, które powodują większe straty, zmieniają z czasem pojemność i mogą ulec uszkodzeniu wobec znacznego ich obciążenia przebiegami zmiennymi o względnie wielkiej częstotliwości.

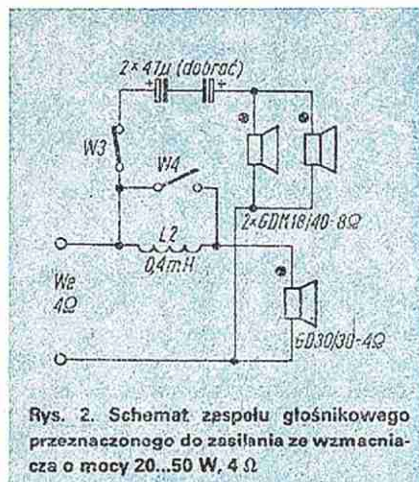
Cewka L1 ogranicza zakres przenoszenia głośników GD30/30 do około 2500 Hz. Jest to cewka powietrzna z grubego miedzianego drutu.

Wyłączniki W1 i W2 umożliwiają zmianę charakterystyki przenoszenia zespołu głośnikowego. Otwarcie wyłącznika W1 obcina wysokie tony. Zamknięcie wyłącznika W2 zwiększa moc promieniowaną w pasmie 2000...5000 Hz.

Warto w tym miejscu podkreślić, że gitarowe zespoły głośnikowe powinny szczególnie dobrze przenosić, a nawet uwydatniać częstotliwości leżące w pasmie 800...4500 Hz.

Na schemacie przedstawiono wskaźnik w postaci żarówki (Ż) i rezystora (R). Zamiast żarówki można zastosować inny układ z diodą elektroluminescencyjną. Główna funkcja wskaźnika polega na sygnalizowaniu przeciążenia zespołu głośnikowego w warunkach, gdy jest on używany w zespole muzycznym i trudno kontrolować jego pracę słuchem. W innych warunkach wskaźnik nie jest konieczny.

Posiadacze wzmacniaczy przystosowanych do przyłączenia obciążenia o impedancji 4 Ω nie mogą ich w pełni wykorzystać, stosując przedstawiony na rys. 1 zespół głośnikowy o impedancji 8 Ω. Dla posiadaczy wzmacniaczy o mocy 20...50 W, 4 Ω lub wzmacniaczy stereofonicznych 2×20 W...2×50 W, 4 Ω, jest przeznaczony gitarowy zespół głośnikowy (schemat



Rys. 2. Schemat zespołu głośnikowego przeznaczonego do zasilania ze wzmacniacza o mocy 20...50 W, 4 Ω

na rys. 2). Zastosowano w nim głośniki takich samych typów, a układ zespołu jest oparty na tych samych zasadach.

W przypadku posiadania wzmacniacza stereofonicznego potrzebne są dwa identyczne zespoły głośnikowe. Wzmacniacz przełącza się na pracę „mono" i do każdego z wyjść przyłącza się jeden zespół głośnikowy. Ustawienie zespołów głośnikowych względem siebie może być różne, zależnie od warunków (zespoły obok siebie, zespoły rozsunięte). W tym przypadku potrzebna jest znaczna pojemność włączona w szereg z głośnikami średnio-wysokotonowymi; zastosowano wobec tego kondensatory elektrolityczne. Należy stosować nowe kondensatory w dobrym gatunku na napięcie pracy 70 V lub większe.

Jeżeli w czasie prób okazałoby się, że przy współpracy z określoną gitarą są nadmiernie uwydatniane tony średnie, to należy zastosować mniejsze kondensatory włączone w szereg z głośnikami średnio-wysokotonowymi. Dotyczy to obu zespołów.

OBUDOWA ZESPOŁU

Na rysunku 3 jest przedstawiony szkic przedniej płyty obudowy z widocznymi miejscami do osadzenia głośników i z głównymi wymiarami.

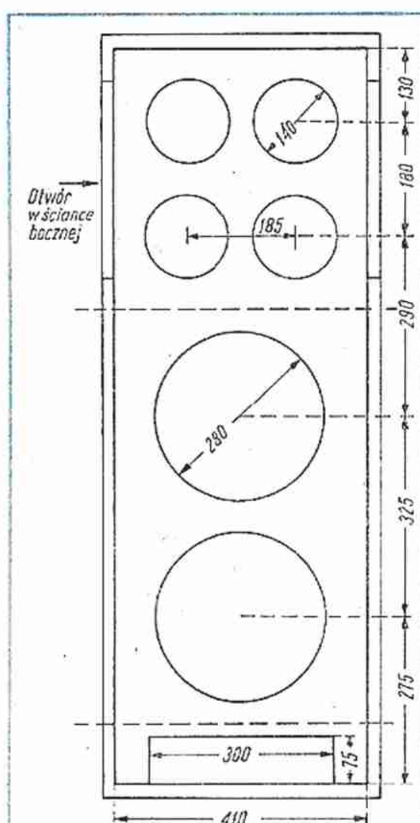
Płyta czołowa jest „wpuszczona" między ścianki boczne, podstawę i górną ściankę obudowy. Założono, że głębokość „wpuszczenia" wynosi 20 mm, a głębokość całej obudowy (wymiar zewnętrzny) – 380 mm. Głośniki są osadzone z zewnątrz. Na wysokości linii przerywanej oznaczonej X-X znajduje się ścianka wewnętrzna oddzielająca komorę dolną dwóch głośników GD30/30 od głośników GDM18/40.

Komora dolna powinna być zupełnie szczelna (tył zamocowany na podkładkach uszczelniających) i łączyć się z przestrzenią otaczającą, tylko przez otwór widoczny u dołu płyty czołowej.

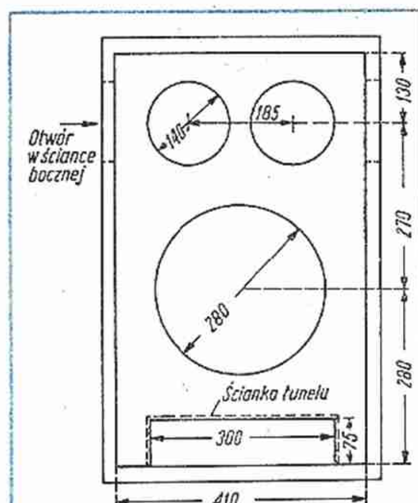
Górna część obudowy powinna być przesłonięta od tyłu płytą. W ściankach bocznych komory głośników GDM18/40 należy wykonać otwory o powierzchni 4...5 dcm^2. Można również wyciąć podłużne „okna", które należy przesłonić siatką. Wewnątrz komory zaleca się wstawienie klina z dwóch kawałków sklejki, który będzie odbijał fale promieniowane przez tylną część głośników w kierunku ścianek bocznych z otworami.

Jeżeli gitarowy zespół głośnikowy ma być łatwy w transporcie, to można go wykonać jako „dzielony". W tym celu komora głośników GDM18/40 (powyżej linii X-X) powinna być wykonana jako zupełnie oddzielna. Po przetransportowaniu na miejsce przeznaczenia zostaje ona ustawiona na komorze głośników GD30/30 i połączona sznurem z wtykiem (najlepiej z wtykiem typu sieciowego oraz gniazdem z kołkiem uniemożliwiającym niewłaściwe włożenie wtyku).

Objętość netto komory dolnej (należy uwzględniać miejsce zajmowane przez głośniki i listwy wzmacniające) wynosi 95 dcm^3. Przy otworze o powierzchni 220 cm^2 i grubości ścianek 20 mm, częstotliwość rezonansowa obudowy wynosi 65...70 Hz. Należy dążyć do tego, aby częstotliwość ta była równa lub tylko nieznacznie mniejsza od częstotliwości rezonansowej głośników.



Rys. 3. Szkic płyty czołowej obudowy z otworem gitarowego zespołu głośnikowego o układzie wg rys. 1



Rys. 4. Szkic płyty czołowej obudowy z otworem gitarowego zespołu głośnikowego o układzie wg rys. 2

Szkic płyty czołowej zespołu głośnikowego o mniejszej mocy (4 Ω) jest przedstawiony na rys. 4. Konstrukcja jego jest nieco inna (nie uwidocznia tego szkic). Chodzi o to, aby komora głośnika GD30/ /30 miała jak największą objętość. W tym celu oba głośniki GDM18/40 powinny się znajdować w płytkiej komorze, a przestrzeń między tą komorą i ścianką tylną obudowy, stanowi część komory głośnika GD30/30. Odległość od komory głośników GDM18/40 do ścianki tylnej wynosi 200 mm, przy założeniu, że głębokość obudowy (wymiar zewnętrzny) wynosi 340 mm. Objętość całkowita komory głośnika GD30/30 wynosi około 65 dcm^3, co przy takim samym otworze jak w przypadku zespołu większej mocy daje rezonans przy częstotliwości około 70 Hz, pod warunkiem zastosowania tunelu o długości 5...6 cm. Tunel może być wykonany z grubej blachy aluminiowej wygiętej w kształcie litery U, bądź ze sklejki lub płyt bakelitowych. Między płytą czołową i tunelem nie może być szczelin.

W obu obudowach głośniki średnio-wysokotonowe mogą być zamocowane w płycie czołowej łamanej, tj. wykonanej w taki sposób, aby główne osie promieniowania głośników rozbiegały się na zewnątrz, co zapewni szerszy kąt promieniowania tonów wysokich. Komplikuje to jednak konstrukcję obudowy i wymaga od wykonawcy większych umiejętności stolarskich.

Obie opisane wyżej obudowy mogą być zamienione łatwo w obudowy otwarte typu skrzynkowego. Wystarczy w tym celu odjąć tylną ściankę (szczelną) i zastąpić ją ścianką osłonną z otworami (perforowaną). Całkowita powierzchnia otworów w tej ściance oraz gęstość tkaniny, którą się ją okleja dla zmniejszenia przedostawania się kurzu do wnętrza obudowy, mają pewien wpływ na właściwości akus-

tyczne obudowy. Mała łączna powierzchnia otworów i gęsta tkanina przesuwają nieco pasmo przenoszenia w kierunku basów, pogarszając przetwarzanie częstotliwości średnich. Otwór w płycie czołowej oczywiście przesłania się wówczas całkowicie odpowiednią przykrywką z sklejki o grubości 10...15 mm.

Ogólne zasady wykonywania tego rodzaju obudów wynikają z rys. 5. Wszystkie ścianki wykonuje się ze sklejki o grubości 19...22 mm. Najgrubszej sklejki używa się do wykonania płyty czołowej. Ścianki boczne, podstawę i ściankę górną skleja się razem z listwami o przekroju co najmniej 20 × 20 mm. Następnie osadza się i wkleja płytę czołową (bądź tylną). Płyta tylna (bądź czołowa) jest przytwierdzona tylko wkrętami tak, aby możliwe było wykonanie montażu, zamocowanie materiału tłumiącego i wykonanie odpowiednich połączeń między głośnikami i elementami układu. Warto nadmienić, że materiały dźwiękochłonne należy stosować w niewielkiej ilości na tylnej ściance komory głośników GD30/30.

Rozwiązanie szczegółów konstrukcyjnych i wykończenie obudowy zależy od inwencji i możliwości wykonawcy.

Obudowa powinna mieć gumowe nóżki, bądź kółka ułatwiające jej przesuwanie.

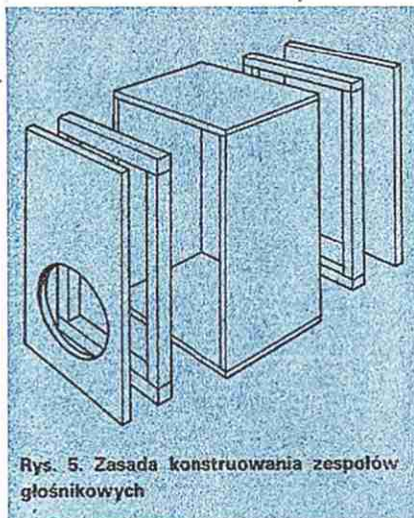
Głośniki przyłącza się tak, aby po zamknięciu wyłącznika W2 i zwarciu kondensatora C1 kawałkiem przewodu, membrany głośników poruszały się w fazie zgodnej (synfazowo). W tym celu przyłącza się baterię 3...4,5 V i bada opuszkami palców kierunek ruchu membrany głośników.

Cewkę indukcyjną nawija się na szpuli o średnicy 25 mm i szerokości 25 mm. Stosuje się drut o średnicy 1,2...1,6 mm. Cewka o indukcyjności 0,8 mH powinna mieć 170 zwojów, a cewka o indukcyjności 0,4 mH – 120 zwojów. Cewki mogą być wykonane również bez szpuli, należy jednak zwoje mocno związać cienkim szpagatem w kilku miejscach i owinąć taśmą izolacyjną. Zwoje cewki nie powinny być luźne, co umożliwiałoby ich drganie przy przepływie prądu zmiennego m.cz.

REGULACJA I UWAGI KOŃCOWE

Duże znaczenie dla działania gitarowego zespołu głośnikowego ma dostrojenie rezonansu obudowy z otworem do częstotliwości rezonansowej głośników (GD30/30). Następują bowiem wówczas korzystne zależności [1, 4], a mianowicie:

- amplituda drgań membrany przy częstotliwości rezonansowej głośnika nie jest wielka i nie występują zniekształcenia nieliniowe (cewka nie wysuwa się w czasie drgań układu poza szczelinę);
- membrana głośnika jest silnie obciążona akustycznie i oddaje moc pomimo umiarkowanie wielkiej amplitudy drgań (otwór obudowy wówczas również promieniuje i to w fazie zgodnej z przednią stroną membrany);
- szczyt rezonansowy drgań membrany głośnika zostaje rozszczepiony na dwa znacznie mniejsze szczyty, z których dolny występuje przy mniejszej częstotliwości w porównaniu z częstotliwością szczytu pojedynczego, głośnika zawieszonego swobodnie w przestrzeni, dzięki temu pasmo przenoszenia głośnika rozszerza się nieco w kierunku częstotliwości mniejszych.



Rys. 5. Zasada konstruowania zespołów głośnikowych

Wspomniane wyżej szczyty uwydatniają się również na charakterystyce impedancji wejściowej zespołu głośnikowego. Pomiar tej charakterystyki przeprowadza się następująco. Do wzmacniacza przyłącza się generator akustyczny, a w szereg z zespołem głośnikowym włącza się rezystor 50...100 Ω. Do zacisków zespołu głośnikowego przyłącza się woltomierz. Przy przestrajaniu generatora od częstotliwości 30 Hz do 150 Hz, można zauważyć jedno lub dwa maksimum, odpowiadające wspomnianym szczytom. Jeżeli występuje jedno maksimum, np. przy częstotliwości 75 Hz, to znaczy, że obudowa nie jest dostrojona, a wykryte maksimum występuje przy częstotliwości rezonansowej głośnika. Należy wówczas zastanowić się, czy częstotliwość rezonansowa obudowy jest mniejsza czy też większa i podjąć odpowiednie kroki w celu jej przesunięcia. W idealnym przypadku powinny występować dwa maksima o jednakowej wysokości. W przypadku zespołu z dwoma głośnikami GD30/30 może się okazać, że sprawa się nieco komplikuje, ponieważ głośniki mają częstotliwości rezonansowe różniące się dość znacznie (np. 65 Hz i 80 Hz). Wówczas należy dążyć do dostrojenia obudowy do częstotliwości rezonansu leżącego niżej. Zaleca się sprawdzenie częstotliwości rezonansowych głośników przed ich wmontowaniem (tą samą metodą).

Opisany wyżej pomiar charakterystyki impedancji wejściowej zespołu głośnikowego powinien być przeprowadzany na balkonie, na otwartej przestrzeni lub ostatecznie po ustawieniu zespołu głośnikowego w otwartym oknie, aby rezonanse pomieszczenia nie zniekształcały obrazu.

Przy dostrajaniu obudowy należy pamiętać, że:

– powiększenie otworu zwiększa częstotliwość rezonansową obudowy (masa akustyczna otworu maleje);
– wydłużanie tunelu wprawionego w otwór zmniejsza częstotliwość rezonansową obudowy (masa akustyczna otworu zwiększa się);
– powiększanie otworu uwydatnia efekty rezonansowe, a jednocześnie zwiększa sprawność przetwarzania w zakresie basów;
– zmniejszanie powierzchni otworu upodobnia obudowę z otworem do obudowy zamkniętej, bowiem efekty rezonansowe zanikają, a promieniowanie małego otworu przy bardzo małych częstotliwościach przestaje grać jakąkolwiek rolę.

Przy braku możliwości wykonania pomiarów elektrycznych, należy próbować przeprowadzić dostrojenie w sposób doświadczalny. Pewną pomocą może być płyta frekwencyjna i gramofon elektryczny dołączony do wzmacniacza. Obserwowanie ruchu membran głośników przy „przegwizdywaniu" może ułatwić wyciągnięcie właściwych wniosków. Jeśli nie mamy płyty frekwencyjnej, to należy posłużyć się dobrą płytą z nagraniami o wydatnych basach. Należy obserwować amplitudę drgań membran, słuchać jak promieniuje otwór obudowy (głowę należy trzymać blisko otworu, bowiem słyszalność basów promieniowanych przez otwór jest słaba) oraz przeprowadzić próby słuchowe działania zespołu, zwracając szczególną uwagę na partie basowe.

Jeśli przy zmianie wymiarów otworu bądź tunelu udało się uzyskać optymalny rezultat, to należy rozpocząć próby z odtwarzaniem dźwięku gitary. Zależnie od rodzaju gitary i pożądanego efektu należy ustalić optymalne położenie wyłączników i ewentualnie zmienić wartość pojemności bądź indukcyjności w filtrach. Warto zawsze spróbować jak brzmi zespół głośnikowy po zdjęciu tylnej ścianki.

A.W.

LITERATURA

1. Witort A.: Głośniki i zespoły głośnikowe. WKŁ, 1976
2. Oberhoff H.: Gitarenboxen selbst bauen. „Funkschau" nr 24/81
3. Dyskotekowe zespoły głośnikowe. „RiK" nr 4/78
4. Informacje o zespołach głośnikowych i obudowach. „RiK" numery: 3, 7–8, 10, 11/1976
5. Katalogi Zakładów TONSIL

Magnetofon MDS411D ETIUDA

Magnetofon MDS 411D produkowany w Zakładach Radiowych Diora w Dzierżoniowie jest kasetowym magnetofonem stereofonicznym klasy Hi-Fi, typu Deck w wersji Front panel, przeznaczonym do nagrywania i odtwarzania nagrań z taśm magnetycznych w kasetach Compact C60 i C90. MDS 411D jest preferowany do zestawów Mini-line, a szczególnie do współpracy ze wzmacniaczem WS 311D i tunerem AS 211D.

W magnetofonach MDS 411D zastosowano szereg nowoczesnych rozwiązań konstrukcyjnych i układowych, jak np.: układ redukcji szumów Dolby, układ Auto-Stop, diodowe wskaźniki poziomu pracujące przy zapisie i odczycie sygnału, dwa sterowane elektronicznie silniki napędowe do przesuwu i przewijania taśmy.
Schemat magnetofonu przedstawiono na str. 16–17.

DANE TECHNICZNE

Prędkość przesuwu taśmy:	4,76 cm/s
Nierównomierność przesuwu taśmy:	≤0,2%
Odchyłka prędkości przesuwu na początku i na końcu taśmy:	≤±1,5%
Pasmo przenoszenia (osiągane; wg DIN 45500):	
– taśma Fe_2O_3	30...15 000 Hz
– taśma FeCr	30...15 500 Hz
– taśma CrO_2	30...16 000 Hz
Stosunek sygnał/szum wg CCIR ARM:	62 dB z włączonym układem Dolby dla taśmy CrO_2
Poziom zniekształceń:	0,9% przy taśmie zapisanej z poziomem 0 dB
Przesłuch stereofoniczny:	≥26 dB
Pobór mocy z sieci:	ok. 35 VA
Poziomy napięć wyjściowych:	
– gniazdo „radio"	800 mV ±3 dB
– gniazdo „słuchawki"	500 mV/400
Czułość:	
– gniazdo „mikrofon"	≤0,4 mV
– gniazdo „radio"	≤10 mV/kΩ
– gniazdo LIN (CINCH)	≤100 mV
Rozmiary:	300×200×120 mm
Masa:	7 kg

Tranzystory T101 i T102 pracują w układzie wzmacniacza korekcyjnego zapis/odczyt. Podczas odczytu o charakterystyce wzmacniacza decydują elementy R115, R116 i C109, a podczas zapisu elementy R113 i C107 znajdujące się w przełączanych pętlach sprzężenia zwrotnego.
Układ zrealizowany z tranzystorem T103 i diodą D106 pełni funkcję układu wyciszania. Wszelkie napięcia z układów sterowania, które mogłyby zakłócić odtwarzane dźwięki, doprowadzone do bazy tranzystora T103, wprowadzają go w stan nasycenia. Tranzystor pełniący tu funkcję przełącznika powoduje więc zwarcie wyjścia wzmacniacza korekcyjnego do masy w czasie trwania impulsu zakłócającego.
Układ scalony US101 wraz ze współpracującymi elementami pełni funkcję układu redukcji szumów (układ Dolby NR). Podczas zapisu układ Dolby „podbija" sygnały o większych częstotliwościach i małej dynamice w celu poprawienia stosunku sygnał/szum dla tych częstotliwości. Podczas odczytu układ Dolby osłabia sygnały o większych częstotliwościach „podbite" w trakcie zapisu. W przypadku wyłączenia układu redukcji szumów wyłącznikiem E, układ pełni funkcję wzmacniacza liniowego (wzmocnienie 26 dB). Zmiana funkcji układu następuje przez zmianę pętli sprzężenia zwrotnego. Do układu są dołączone filtry F101 tłumiące sygnały o częstotliwości 19 kHz (minimum 30 dB) i o częstotliwości prądu podkładu (minimum 48 dB).
Podczas odczytu sygnał jest doprowadzany do układu scalonego US101 przez potencjometr R112, a podczas zapisu przez potencjometr P1. Potencjometrem R112 ustala się tak poziom sygnału na wejściu układu podczas odtwarzania sygnału ze specjalnej taśmy testowej, aby sygnał na wyjściu układu wynosił 580 mV (odpowiada to wskazaniu +3 dB przez wskaźnik poziomu znajdujący się na płycie czołowej magnetofonu). Potencjometr P1 umożliwia ustalenie odpowiedniego poziomu zapisu.
Z wyjścia układu redukcji szumów sygnał podczas odtwarzania jest doprowadzany do wzmacniacza słuchawkowego pracującego z tranzystorami T104 i T105, a następnie do gniazd wyjściowych „DIN", „LIN", „Słuchawki" oraz układu detektora wskaźnika poziomu LED. W celu dopasowania wzmacniacza do typowych słuchawek (mała impedancja) tranzystor T105 pracuje w układzie wtórnika emiterowego. Podczas zapisu sygnał z wyjścia układu redukcji szumów jest także doprowadzany do wzmacniacza słuchawkowego oraz do gniazd wyjściowych „LIN" i „Słuchawki". Jednocześnie sygnał jest doprowadzany do wzmacniacza zapisu pracującego z tranzystorem T108.
Obciążenie wzmacniacza zapisu stanowi głowica uniwersalna „Gł.U.". Sygnał do głowicy jest doprowadzany przez równoległy obwód rezonansowy, zrealizowany z elementów L101 i C133, który eliminuje wpływ prądu podkładu (filtr zaporowy) na tor zapisu. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza zapisu jest ustalana za pomocą jednego z przełączników rodzaju taśmy w zależności od rodzaju zastosowanej taśmy.
Tranzystor T107 powoduje przełączanie wzmacniacza zapisu podczas odtwarzania (zwiera wejście wzmacniacza do masy). W czasie zapisu jest przełączane wyjście wzmacniacza słuchawkowego, doprowadzone do gniazda „DIN".
Generator prądu podkładu i kasowania pracuje z tranzystorami T111 i T112. Wartość prądu podkładu jest ustalana za pomocą potencjometru R153 dla taśmy Fe_2O_3. Zmiana tego prądu po zmianie rodzaju taśmy odbywa się przez zmianę napięcia zasilania generatora (zmiana punktu pracy tranzystora T113 pracującego w układzie zasilacza generatora).
Wskaźnik poziomu odtwarzania i zapisu jest zrealizowany z tranzystorami T701...T714. Tranzystor T701 pracuje w układzie wzmacniacza zapewniającego odpowiedni poziom sygnału do wysterowania detektora zrealizowanego z diodami D701 i D702. Sygnał po detekcji jest wzmacniany przez trzystopniowy wzmacniacz zrealizowany z tranzystorami T702...T704, a następnie doprowadzany do układów z tranzystorami T706...T714, przełączających diody świecące D705...D713. Logarytmiczny charakter wskaźnika uzyskano dzięki odpowiedniemu doborowi „drabinki" rezystorowej. Potencjometr R710 służy do ustalania 0 dB wskaźnika.
Wszystkie wymienione elementy, poza znajdującymi się w układzie generatora prądu podkładu i kasowania, są związane z lewym kanałem. Prawy kanał jest zrealizowany identycznie.

KANAŁ PRAWY

WSKAŹNIK WYSTEROWANIA KANAŁU PRAWEGO

US-101 LM 1011

TS-40/78

STABILIZATOR OBR.

Elementy oznaczone ⚠ muszą być zgodne ze specyfikacją instrukcji serwisowej.

Schemat magnetofonu MDS 411D ETIUDA

Układy realizujące funkcje przełączania i sterowania elementami wykonawczymi-elektromagnesami pracują z tranzystorami T601...T621 i układem scalonym US2 (UCY7438).

Wciśnięcie przycisku P3 powoduje zadziałanie przerzutnika zrealizowanego z dwiema bramkami NAND układu scalonego US2, zaświecenie diody D403 oraz zadziałanie elektromagnesu El-1 znajdującego się w układzie pracującym z tranzystorami T616 i T617. Wciśnięcie przycisku P4 powoduje zadziałanie przerzutnika zrealizowanego z pozostałymi dwiema bramkami NAND układu scalonego US2, zaświecenie diody D405 i zadziałanie elektromagnesu El-2 znajdującego się w układzie pracującym z tranzystorami T618 i T619. Mikrowyłącznik W1 zabezpiecza przed włączeniem nagrywania w razie wyłamania w kasecie „języczka zabezpieczającego".

Tranzystory T601...T604 pracują w układzie pełniącym funkcję Auto-Stop. Tranzystor T602 pracuje w układzie przerzutnika monostabilnego, wytwarzającego impulsy przy rozwieraniu kontraktonu współpracującego z wirującym magnesem, znajdującym się w obwodzie bazy tranzystora T602. Impulsy z przerzutnika powodują ładowanie się kondensatora C603 i tym samym utrzymywanie w nasyceniu tranzystora T603. Koniec taśmy jest sygnalizowany brakiem impulsów z kontaktronu. Kondensator C603 rozładowuje się i z kolei dochodzi do przejścia w stan nasycenia tranzystora T604. To ostatnie jest równoznaczne z wciśnięciem przycisku P1 (Stop).

Wciśnięcie przycisku P2 (Pauza) w trakcie odtwarzania lub zapisu powoduje zaświecenie się diod D401 i D403 i wyłączenie elektromagnesu El-1. Układ „Pauza" jest zrealizowany z tranzystorami T605...T607.

W układach przewijania pracują tranzystory T608...T613. Wciśnięcie przycisku P5 powoduje zadziałanie przerzutnika zrealizowanego z tranzystorami T612, T613 i w konsekwencji zaświecenie diody D402. Obwód prądu silnika M2 zamyka się wtedy przez tranzystor T612. Taśma magnetyczna jest przewijana do przodu. Układ przewijania taśmy do tyłu działa tak samo. Podstawowe elementy tego układu to tranzystory T608...T610, przycisk P6 i dioda świecąca D404. Włączenie funkcji „przewijanie" wyłącza funkcje „odtwarzanie" i „nagrywanie".

Tranzystory T620 i T621 współpracujące z elektromagnesem El-3 zapewniają odpowiednie hamowanie lewego talerzyka.

Magnetofon jest wyposażony w trzy prostowniki pracujące w układach Graetz'a. Poszczególne napięcia zasilające są stabilizowane w układach z tranzystorami T109, T110 i T614. Nie jest stabilizowane tylko napięcie zasilające wzmacniacze z elektromagnesami i układy wskaźnika poziomu wysterowania. *Z.B.*

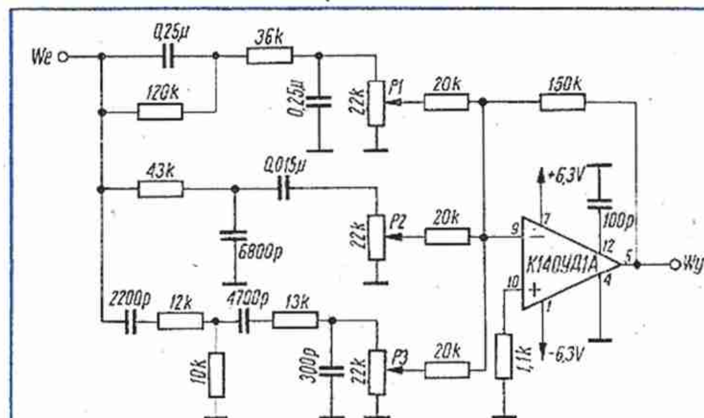
Bierne korektory charakterystyki częstotliwościowej

Niżej opisane są dwa proste układy do kształtowania przebiegu charakterystyki, przeznaczone dla amatorów-konstruktorów poszukujących rozwiązań mniej skomplikowanych niż nowoczesne korektory graficzne (equalizery).

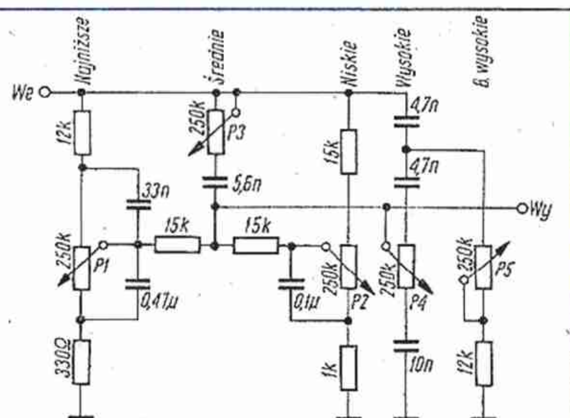
Układ przedstawiony na rys 1 składa się z trzech filtrów RC i regulowanego mieszacza ze wzmacniaczem operacyjnym. Korektor ten charakteryzuje się tym, że wypadkową charakterytykę zbliżoną do płaskiej otrzymuje się przy ustawieniu wszystkich regulatorów na maksimum (ślizgacze potencjometrów P1, P2, i P3 w położeniu górnym). Ustawienie regulatorów na minimum wycisza audycję. Wynika z tego, że charakterystyce częstotliwościowej można nadawać bardzo różnorodny przebieg.

Na rysunku 2 przedstawiono układ regulowanego korektora przebiegu charakterystyki, umożliwiający regulację w pięciu przedziałach częstotliwości, przy czym zakres regulacji jest duży i wynosi do ±20 dB. Układ powinien być zasilany ze stopnia o małej wartości rezystancji wyjściowej, natomiast do wyjścia układu powinien być przyłączony stopień o wielkiej wartości rezystancji wejściowej (większej od 0,5 MΩ).

Do wad tego układu należy zaliczyć dość znaczny wzajemny wpływ ustawienia potencjometrów na wynikowy przebieg charakterystyki częstotliwościowej oraz konieczność eksperymentalnego ustalenia zależności przebiegu charakterystyki częstotliwościowej od położenia ślizgaczy poszczególnych potencjometrów.



Rys. 1. Regulowany korektor charakterystyki częstotliwościowej o trzech elementach regulacji



Rys. 2. Regulowany korektor charakterystyki częstotliwościowej o pięciu elementach regulacji

Zamiast wzmacniacza operacyjnego można zastosować wzmacniacz tranzystorowy o dostatecznie wielkiej rezystancji wejściowej (większej od 100 kΩ).

Środkowe częstotliwości regulowanych zakresów są w przybliżeniu następujące: 30 Hz, 800 Hz i 18 Hz (częstotliwości podziału między zakresami wypadają przy częstotliwościach: 150 Hz i 4500 Hz). Zaleca się zastosowanie elementów RC o wartościach nie odbiegających od nominalnych o więcej niż 10%. Układ powinien być zasilany ze stopnia tranzystorowego o rezystancji wyjściowej nie większej niż 1000. Najlepiej jest zastosować odpowiedni wtórnik emiterowy.

Opracowano na podstawie „Radio" (radz.) nr 11/1982 oraz „Funkamateur" (NRD) nr 12/1978.

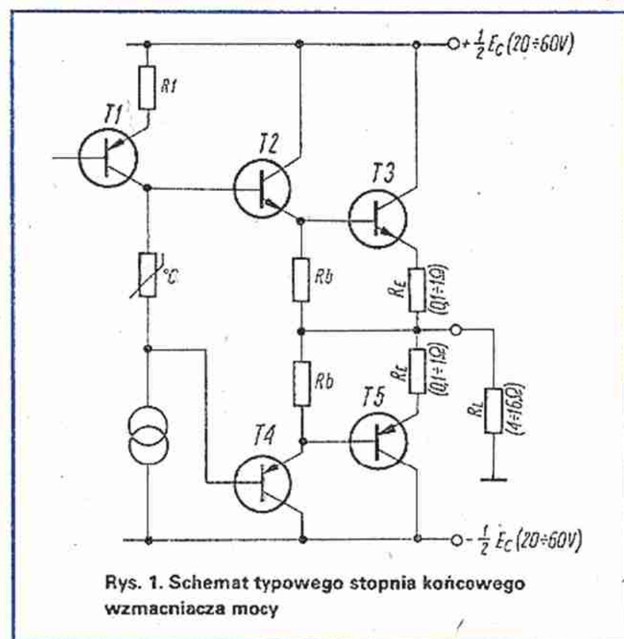
mgr inż. MACIEJ FESZCZUK

Zabezpieczenia we wzmacniaczach mocy (1)

W artykule opisano sposoby i układy zabezpieczania elektroakustycznych wzmacniaczy mocy przed: skutkami zwarcia wyjścia, wpływem obciążeń reaktancyjnych, pojawieniem się potencjału stałego na wyjściu oraz przed przegrzewaniem się tranzystorów mocy.

Wzmacniacz mocy, ze względu na swoje przeznaczenie, warunki eksploatacji oraz stosowane elementy, pracujące czasem w warunkach zbliżonych do granicznych, są narażone na uszkodzenia częściej niż inne urządzenia toru elektroakustycznego. Następuje to zwykle w stanach przeciążenia, w przypadku niektórych stanów nieustalonych oraz wskutek zbyt wysokiej temperatury. Często następuje kumulacja tych czynników; działanie jednych czynników wywołuje w ich następstwie pojawienie się innych, przyczyniając się wspólnie do uszkodzenia wzmacniacza.

We wzmacniaczach mocy uszkodzeniom ulegają w przeważającej liczbie przypadków tranzystory stopnia końcowego.



Rys. 1. Schemat typowego stopnia końcowego wzmacniacza mocy

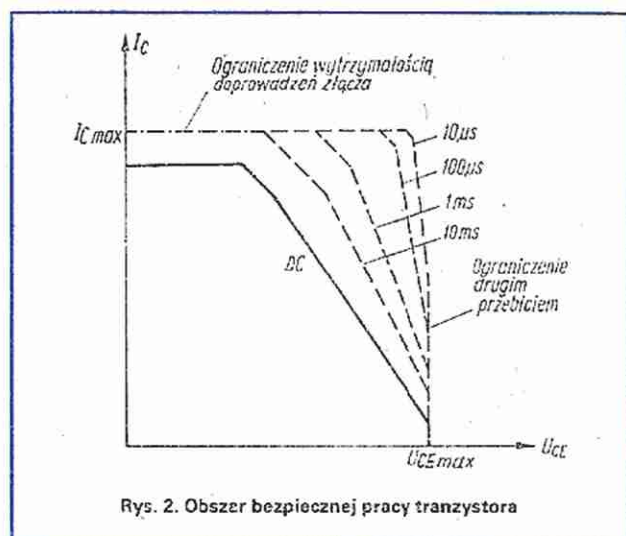
Układ typowego stopnia końcowego jest przedstawiony na rys. 1. Tranzystor T1 pracuje w stopniu sterującym, natomiast tranzystory T2...T5 tworzą komplementarny stopień końcowy. W warunkach normalnej pracy tranzystory T2 i T3 oraz T4 i T5 pracują na przemian z obciążeniem będącym sumą rezystancji RE i RL. Układ powinien być zaprojektowany tak, aby przy danym napięciu zasilania i rezystancji obciążenia RL mógł zapewnić odpowiedni prąd wyjściowy, przy czym moc wydzielana w tranzystorach końcowych oraz temperatura ich złącz nie może przekroczyć wartości maksymalnej dla danego typu elementu.

Przedsięwzięcia i zabezpieczenia stosowane w celu zapewnienia niezawodnej pracy tranzystorów mocy można ogólnie podzielić na dwie grupy: do pierwszej należy zaliczyć te, które są brane pod uwagę przy konstruowaniu wzmacniacza jako takiego, natomiast do drugiej grupy te, które mają zabezpieczyć urządzenie przed uszkodzeniami wskutek nieprawidłowych warunków eksploatacji.

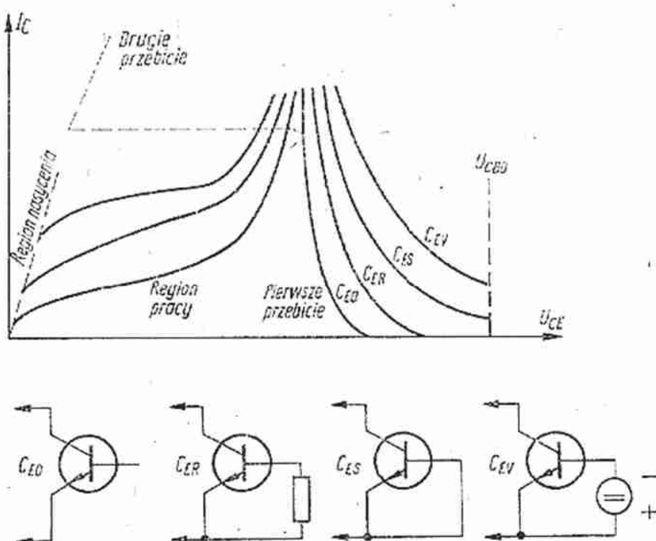
Do pierwszej grupy należą:
- wybór odpowiednich elementów,
- zastosowanie odpowiednich radiatorów do tranzystorów mocy,
- prawidłowe rozwiązanie stabilizacji temperaturowej prądu spoczynkowego stopnia końcowego.

Natomiast do drugiej grupy należą:
- zabezpieczenie przed zwarciem wyjścia wzmacniacza,
- zabezpieczenie przed obciążeniami o charakterze reaktancyjnym,
- zabezpieczenie wzmacniacza i zestawów głośnikowych przed stałym potencjałem mogącym pojawić się na wyjściu wzmacniacza mocy.

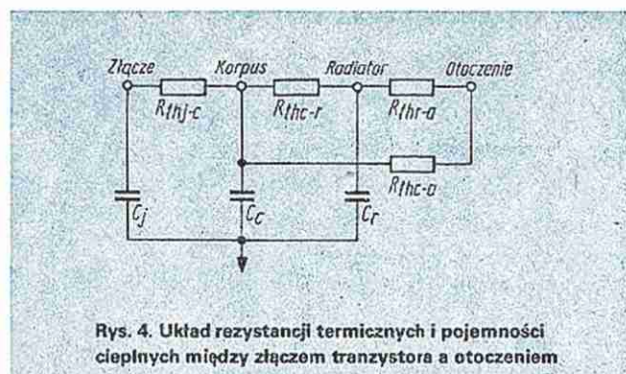
Obszar bezpiecznej pracy tranzystorów mocy przedstawiono ogólnie na rys. 2, a przebieg charakterystyk tranzystora z uwzględnieniem napięć przebicia – na rys. 3.



Rys. 2. Obszar bezpiecznej pracy tranzystora



Rys. 3. Charakterystyki wyjściowe tranzystora z uwzględnieniem napięć przebicia



Rys. 4. Układ rezystancji termicznych i pojemności cieplnych między złączem tranzystora a otoczeniem

Maksymalny prąd tranzystora jest ograniczony przez połączenia złącza z wyprowadzeniami, natomiast dopuszczalna moc strat jest ograniczona długością przedziału czasu włączenia tranzystora (rys. 2). Linia ciągła (DC) wyznacza granicę mocy, która może wydzielać się w tranzystorze przez dłuższy czas, oczywiście pod warunkiem nieprzekroczenia dopuszczalnej temperatury złącza. Ten obszar charakterystyk jest wykorzystywany we wzmacniaczach m.cz.

Innym, istotnym ograniczeniem jest dopuszczalne napięcie kolektor-emiter. Zmniejszenie rezystancji między bazą i emiterem zwiększa zakres bezpiecznej pracy tranzystora (rys. 3). Tak więc rezystory RB (rys. 1) poprawiając właściwości częstotliwościowe stopnia końcowego przyczyniają się także do zwiększenia wartości napięcia przebicia tranzystorów T3 i T5.

W zasadzie istnieją dwa parametry ograniczające moc wydzielaną w elemencie: maksymalna temperatura złącza i drugie przebicie termiczne. Maksymalna temperatura złącza T_{jmax} dla tranzystorów krzemowych jest zawarta zwykle w przedziale od 125°C (dla tranzystorów w obudowach plastykowych) do 200°C (dla tranzystorów w obudowach metalowych). To ograniczenie oznacza, że poza podanym zakresem nie może być zapewniona ciągła praca elementu bez zmiany jego parametrów lub trwałego uszkodzenia. Moc PD, podawana w katalogach, która jest wydzielana w tranzystorze, jest wprost proporcjonalna do T_{jmax}, odwrotnie proporcjonalna do rezystancji termicznej złącze-obudowa i zależy od temperatury obudowy zgodnie z zależnością:

$$P_D = \frac{T_{jmax} - T_c}{R_{thj-c}} \qquad (1)$$

przy czym:

T_{jmax} – maksymalna, dopuszczalna temperatura złącza,
T_c – temperatura obudowy,
$R_{thj\text{-}c}$ – rezystancja termiczna złącza-obudowa.

Drugie przebicie termiczne występuje w pewnych ekstremalnych warunkach pracy tranzystora, zarówno przy polaryzacji w kierunku przewodzenia złącza baza-emiter, jak również przy polaryzacji w kierunku zaporowym. Ten rodzaj przebicia występuje wskutek nie kontrolowanego wzrostu temperatury w pewnych miejscach struktury złącza. W efekcie powoduje to wzrost prądu kolektora ponad dopuszczalną wartość i w konsekwencji zniszczenie elementu. Te, tzw. „gorące punkty" są związane z zanieczyszczeniami istniejącymi w każdym półprzewodniku, z którego wykonany jest element i dotyczą nie tylko tranzystorów. Niebezpieczeństwo związane z wejściem tranzystora w zakres drugiego przebicia rośnie w miarę zmniejszania się szerokości bazy, zwiększania się napięcia kolektor-emiter oraz wzrostu częstotliwości granicznej f_T. W przypadku, gdy element pracuje w sposób impulsowy, poziom mocy chwilowej, przy którym może wystąpić drugie przebicie, wzrasta (rys. 2).

ZASTOSOWANIE RADIATORÓW

Zagadnienia dotyczące zastosowania radiatorów były szerzej wyjaśnione w pracy [3], dlatego tu zostaną podane jedynie informacje skrócone.

Złącze tranzystor-otoczenie charakteryzuje szereg rezystancji termicznych, ograniczających odprowadzanie energii cieplnej ze złącza (rys. 4). Pojemności cieplne odpowiedzialne są za zwalnianie reakcji elementu na udary cieplne i stanowią w pewnej mierze czynnik zabezpieczający złącze.

Pomijając pojemności cieplne oraz rezystancję termiczną złącza obudowa-otoczenie ($R_{thc\text{-}a}$) można napisać wzór:

$$R_{thj\text{-}a} = R_{thj\text{-}c} + R_{thc\text{-}r} + R_{thr\text{-}a} \qquad (2)$$

w którym:

$R_{thj\text{-}a}$ – rezystancja termiczna złącze-otoczenie,
$R_{thj\text{-}c}$ – rezystancja termiczna złącze-obudowa,
$R_{thc\text{-}r}$ – rezystancja termiczna korpus-radiator,
$R_{thr\text{-}a}$ – rezystancja termiczna radiator-otoczenie.

Uwzględniając, że:

$$R_{thj-a} = \frac{T_j - T_a}{P_C} \qquad (3)$$

przy czym:

T_j – dopuszczalna temperatura złącza,
T_a – maksymalna temperatura otoczenia,
P_C – moc tracona w elemencie,

można wyznaczyć wymaganą rezystancję termiczną złącza radiator-otoczenie ($R_{thr\text{-}a}$), której wartość zadecyduje o wyborze typu i wielkości radiatora:

$$R_{thr-a} = \frac{T_j - T_a}{P_C} - R_{thj-c} - R_{thc-r} \qquad (4)$$

Wartość rezystancji termicznej złącze-obudowa ($R_{thj\text{-}c}$) jest podawana w katalogach, a w przypadku jej braku może być łatwo wyznaczona z innych danych katalogowych według zależności (1).

Wartość rezystancji termicznej obudowa-radiator ($R_{thc\text{-}r}$) zależy od stanu powierzchni styku tranzystora i radiatora, rośnie w przypadku stosowania przekładek izolacyjnych, a maleje przy pokryciu obu powierzchni cienką warstwą smaru silikonowego. Podstawowe zależności podano w tablicy 1.

Tablica 1

Rezystancje termiczne między obudową tranzystora a radiatorem

Rodzaj styku	R_{thc-r} [°C/W]
Bez podkładki	0,2...0,5
Bez podkładki z dodatkiem smaru silikonowego	0...0,3
Z podkładką mikową 40 μm	2...2,5
Z podkładką i ze smarem silikonowym	0,5...0,8

Należy zaznaczyć, że szczególnie tranzystory w obudowach TO-3 nie mają idealnie płaskiej powierzchni stykowej i zastosowanie smaru silikonowego wpływa w poważnym stopniu na wyrównanie temperatury między tranzystorem i radiatorem.

W przypadku stosowania radiatora płaskiego wymagana wartość powierzchni może być wyznaczona ze wzoru:

$$S = \frac{1}{\lambda_T \cdot P_{thr-a}} \qquad (5)$$

w którym:

λ_T – współczynnik wymiany ciepła wg tablicy 2,
S – powierzchnia radiatora w cm^2.

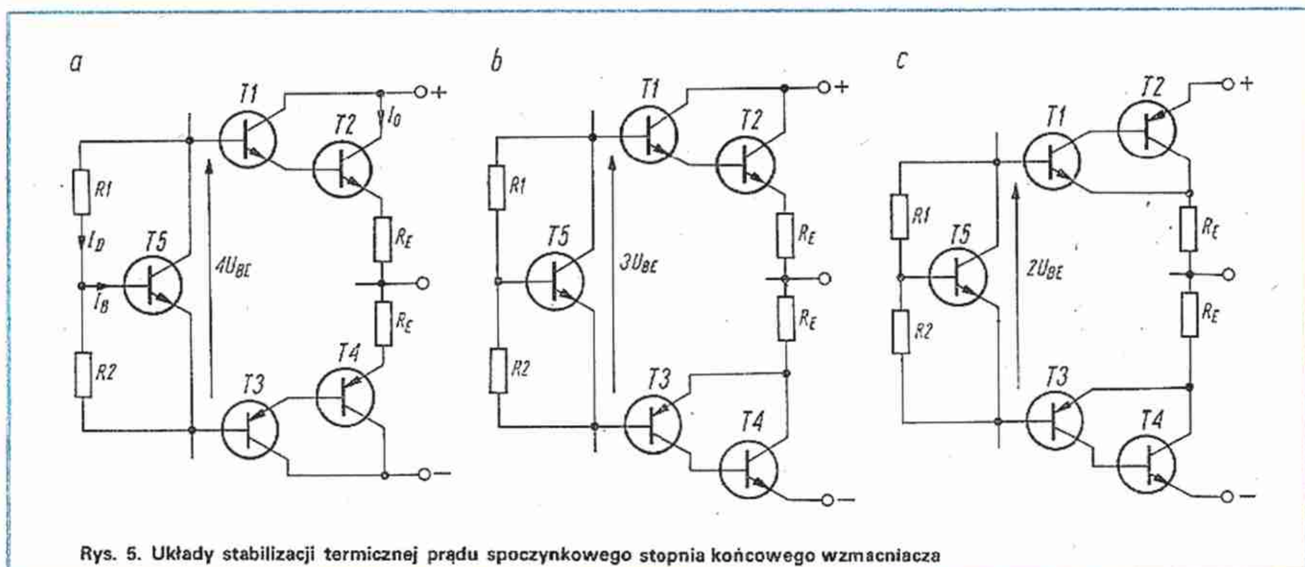
Tablica 2

Wartość współczynników wymiany ciepła dla kilku materiałów

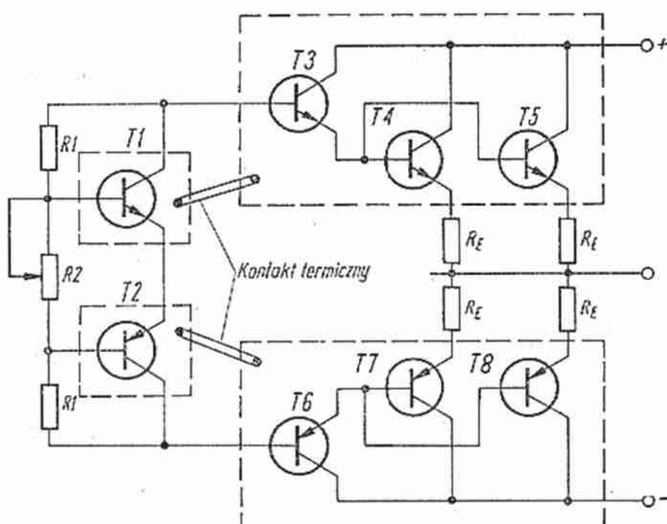
Materiał	λ_T [W/cm² °C]
Miedź	$1{,}43 \cdot 10^{-3}$
Aluminium	$0{,}75 \cdot 10^{-3}$
Żelazo	$0{,}21 \cdot 10^{-3}$

STABILIZACJA PRĄDU SPOCZYNKOWEGO STOPNIA KOŃCOWEGO WZMACNIACZA MOCY

Prąd spoczynkowy wzmacniaczy mocy o odpowiedniej wartości jest niezbędny do minimalizacji zniekształceń skrośnych, pojawiających się w każdym stopniu wyjściowym pracującym w klasie B. Poza tym przepływ tego prądu powoduje pewną linearyzację stopnia końcowego, co wpływa również korzystnie na ogólną stabilność wzmacniacza. Problemem jest jednak zapewnienie stałości tego prądu w funkcji temperatury złącz tranzystorów, którego wartość w zależności od stopnia wysterowania wzmacniacza ulega dużym wahaniom.
Zmiana napięcia baza-emiter U_{BE} tranzystorów (ok. −2 mV/°C) związana ze wzrostem temperatury, stwarza w przypadku braku odpowiedniego przeciwdziałania, możliwość powstania dodatniego cieplnego sprzężenia zwrotnego, w wyniku czego prąd spoczynkowy może osiągnąć niebezpieczną dla stopnia końcowego wartość. Z tego względu do stabilizacji prądu spoczynkowego są stosowane elementy nieliniowe o współczynniku termicznym zbliżonym do charakterystyki zmian napięcia U_{BE}, mające „kontakt" termiczny z tranzystorami stopnia końcowego. Do tego celu mogą być wykorzystywane różne elementy, jak diody i termistory, ale najbardziej rozpowszechnione są układy stabilizacji termicznej z tranzystorem, przedstawione na rys. 5. W układach tych następuje kompensacja prądu spoczynkowego I_0 wskutek kontrolowania przez tranzystor T5 napięcia między bazami tranzystorów T1 i T3. Wartości rezystancji R1 i R2 nie przekraczają na ogół pojedynczych kiloomów i są dobierane tak, aby $I_0 > 10\, I_B$ oraz aby następowała odpowiednia multiplikacja napięcia U_{BE} tranzystora T5, jak to przedstawiono na rys. 5.
Biorąc powyższe pod uwagę, w przypadku pierwszym (rys. 5a) R1 = 3 R2, w przypadku drugim (rys. 5b) R1 = 2 R2, a w przypadku trzecim (rys. 5c) R1 = R2. W praktyce należy stosować rezystor R2 jako nastawny, aby móc z większą dokładnością ustalić wartość prądu spoczynkowego.
O skuteczności stabilizacji decyduje miejsce i sposób umieszczenia tranzystora T5. W układzie przedstawionym na rys. 5a tranzystor T5 musi kompensować zmiany termiczne czterech różnie nagrzewających się złącz tranzystorów, dlatego korzystne jest umieszczenie pięciu tranzystorów we wspólnym radiatorze, co wpłynie na wyrównanie temperatury i uczyni kompensację łatwiejszą. Ponieważ zaczynają być stosowane powszechnie układy Darlingtona w wersji scalonej, ten typ układu wyjściowego należy do najczęściej stosowanych w konstrukcjach fabrycznych. W przypadku układu quasi-komplementarnego również korzystne jest umocowanie wszystkich tranzystorów na wspólnym radiatorze; natomiast w przypadku układu z rys. 5c, tranzystor T5 powinien mieć „kontakt" termiczny jedynie z tranzystorami sterującymi T1 i T3.
W celu łatwiejszego umocowania tranzystorów na radiatorze zaleca się stosowanie tranzystorów sterujących, jak również tranzystora kompensującego T5 o obudowach z otworem typu TO-126 (BD135...BD140) i TO-220AB (BD281...BD286). Często na radiatorze są umieszczone jedynie tranzystory mocy i ewentualnie element kompensujący, natomiast pozostałe dwa tranzystory nie mają z nimi „kontaktu" termicznego. Może w takim przypadku wystąpić niedokompensowanie układu lub jego przekompensowanie, w wyniku czego prąd spoczynkowy zmienia się w zbyt szerokim zakresie. Należy wówczas: w przypadku niedokompensowania – zamocować element bliżej tranzystorów mocy z dodatkiem smaru silikonowego, zaś w przypadku przekompensowania, odsunąć element kompensujący na brzeg radiatora, zastosować przekładkę izolującą lub zmniejszyć powierzchnię styku elementu kompensującego



Rys. 5. Układy stabilizacji termicznej prądu spoczynkowego stopnia końcowego wzmacniacza



Rys. 6. Układ stabilizacji termicznej w przypadku umieszczenia grup tranzystorów na dwu osobnych radiatorach.
Układ zabezpieczający przed przepływem nadmiernego prądu

z radiatorem. Tego typu zabiegi umożliwiają utrzymanie zmian prądu spoczynkowego w wystarczająco wąskim przedziale (5...15%), w szerokim zakresie temperatury.

W przypadku wzmacniaczy bardzo dużej mocy lub układów, w których jest stosowane połączenie równoległe wielu tranzystorów, może okazać się, że ze względów konstrukcyjnych celowe będzie umieszczenie tranzystorów mocy na dwóch oddzielnych radiatorach. Ponieważ nie ma pewności co do tego, że nagrzewanie obu części będzie identyczne, układ kompensacji z pojedynczym tranzystorem może nie spełnić oczekiwań. Należy wówczas zastosować rozwiązanie przedstawione na rys. 6. Zastosowano tu dwutranzystorowy układ stabilizacji prądu spoczynkowego. Tranzystor T1 jest połączony termicznie z jednym zespołem (tranzystory T3...T5), natomiast tranzystor T2 jest połączony termicznie z tranzystorami T6...T8. Ze względu na szeregowe połączenie tranzystorów T1 i T2, do prawidłowej stabilizacji nie jest wymagane jednakowe nagrzewanie się obu zespołów tranzystorów wyjściowych, które mogą być umieszczone na dwu radiatorach. Doboru wartości rezystorów R1 i R2 należy dokonać według poprzednio opisanych zasad. W przypadku układu przedstawionego na rys. 6 przyjmuje się R1 = 0,5 R2.

Przeprowadzone z tym układem próby pozwoliły ustalić wahania prądu spoczynkowego w granicach 10% przy różnicy temperatury między dwoma radiatorami w zakresie 0...50°C, co można uznać za wystarczające.

Dc. w następnym nrze

mgr RYSZARD WACHOWSKI

Generator o programowanej liczbie impulsów

W wielu przypadkach wymagane jest generowanie określonej liczby impulsów. Zaproponowany układ jest jednym z możliwych rozwiązań i odznacza się niewielką liczbą użytych elementów. Podstawowymi członami układu są: licznik rewersyjny SN74190 zliczający wstecz, enkoder kodu 1 z 10 na kod 1248 oraz generator G impulsów zegarowych.

Schemat generatora jest przedstawiony obok.

Liczba generowanych impulsów jest programowana przełącznikiem o działaniu chwilowym. Wciśnięcie przełącznika powoduje pojawienie się na wyjściach ABCD enkodera stanów odpowiadających w kodzie dwójkowym wybranej liczbie i ponadto przez funktor NOR zbudowany z elementów D3...D6, R3, R4 i T1 powoduje zmianę poziomu H na L na kolektorze tranzystora T1.

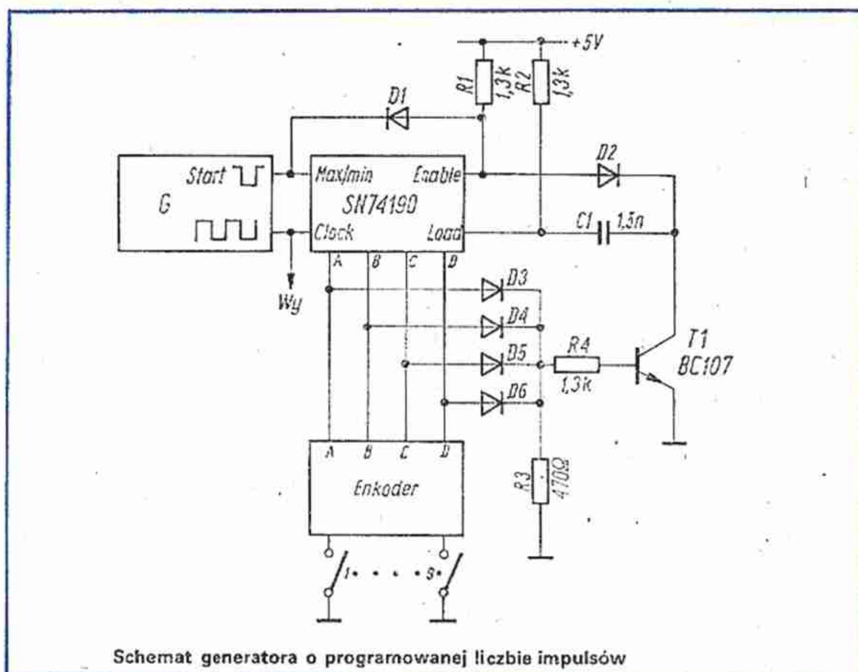
Zbocze opadające jest różniczkowane w układzie R2, C1 w wyniku czego na wejściu „load" licznika SN74190 pojawia się krótki impuls wpisujący zadaną liczbę do licznika.

Jednocześnie na wejściu „enable" licznika ustala się stan L podawany przez diodę D2. Na wyjściu max/min licznika następuje zmiana poziomu z H na L, który powoduje uruchomienie generatora G impulsów zegarowych oraz podtrzymanie stanu L na wejściu „enable".

Licznik zlicza wstecz od zadanej liczby, a na wyjściu układu pojawia się ciąg impulsów. W chwili, w której zawartość licznika jest równa zeru, na jego wyjściu max/min pojawia się poziom H. Pojawienie się tego poziomu powoduje zatrzymanie zliczania (stan H na wejściu „enable") oraz zablokowanie generatora G impulsów zegarowych. W ten sposób liczba impulsów pojawiająca się na wyjściu układu odpowiada liczbie wpisanej do licznika. Układ jest gotowy do generowania następnej liczby impulsów.

Możliwe jest zwiększenie liczby generowanych impulsów przebudowując enkoder i stosując licznik SN74191.

Opisany generator o programowanej liczbie impulsów jest częścią układu do automatycznego wybierania numerów telefonicznych. Pozwala on wyeliminować tradycyjną tarczę numerową, co jest przydatne dla osób niepełnosprawnych.



Schemat generatora o programowanej liczbie impulsów

LITERATURA

1. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy TTL w systemach cyfrowych
2. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL serii UCY74 i ich zastosowanie
3. Budkowski St., Papliński A., Sosnowski J.: Zespoły i urządzenia cyfrowe

Datownik w zegarach TTL

PIOTR SKIERKA

Ciągłe zainteresowanie rozbudową zegarów TTL, przejawiające się m.in. licznymi publikacjami na ten temat na łamach „Radioelektronika", skłoniło mnie do skonstruowania dodatkowego układu, który jest licznikiem umożliwiającym wyświetlanie daty. Praca zegara TTL z takim układem wymaga zastosowania przełącznika wyświetlania. Konieczne więc było rozbudowanie przełącznika wyświetlania zamieszczonego w nrze 7/82 „Re" tak, aby zapewniał szybki dostęp do całej zliczanej informacji, tzn. godzin, minut, sekund oraz daty. Oba niżej opisane układy (datownik i elektroniczny przełącznik wyświetlania) można wmontować do kwarcowego zegara cyfrowego opisanego np. w nrze 9/78 „Radioamatora i Krótkofalowca".

Podstawą datownika (rys. 1) jest 11 przerzutników typu D, z których 6 pierwszych stanowi licznik dni, a pozostałe 5 licznik miesięcy. Datownik jest sterowany zanegowanymi impulsami z wejścia zegarowego „C". Wejście zegarowe „C" musi być dołączone do wyjścia B licznika dziesiątek godzin jakiegokolwiek zegara cyfrowego TTL pracującego w systemie zegara 24-godzinnego. W zegarach 12-godzinnych wejście „C" trzeba połączyć nieco inaczej. Należy w takim przypadku dodać jeden przerzutnik typu T, który można zbudować w oparciu o wolny przerzutnik typu D (np. US15), łącząc go w układ dwójki liczącej. Wejście „C" datownika należy wtedy połączyć z wyjściem Q przerzutnika typu T, a jego wejście zegarowe z wyjściem A licznika dziesiątek godzin zegara. Przerzutniki typu D od US10.1 do US11.2 wraz z bramkami NAND od US1.1 do US1.3 stanowią dekadę liczącą w naturalnym kodzie dwójkowym od 0 do 9 i tworzą licznik jednostek dni.

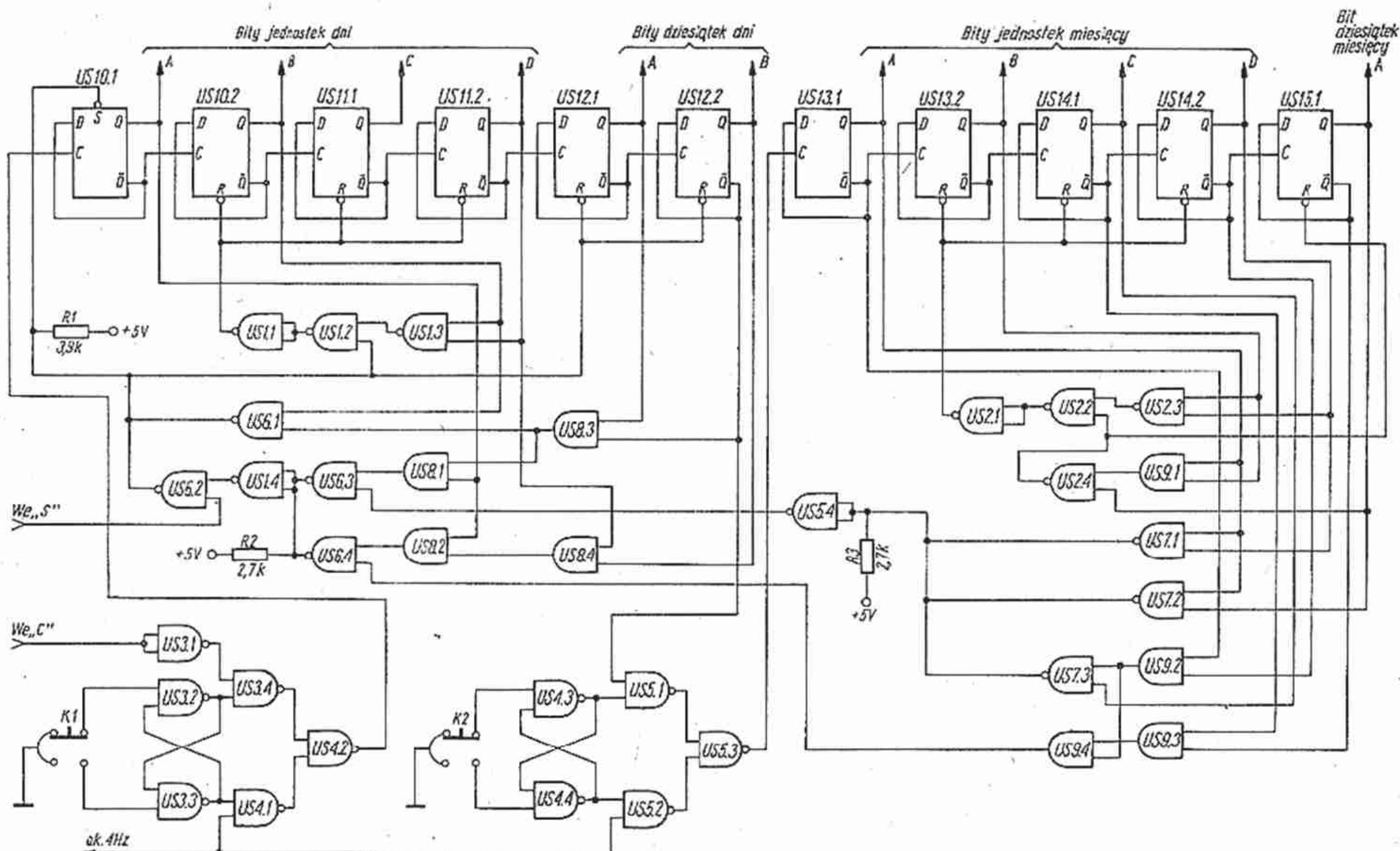
Przerzutniki typu D – US12.1 i US12.2 stanowią licznik dziesiątek dni zliczający od 0 do 3. Bramki US6.1 i US8.3 tworzą pętlę ustawiania przerzutników typu D od US10.1 do US12.2 (przerzutniki od US10.2 do US12.2 są kasowane, a na wyjściu Q przerzutnika US10.1 jest ustawiana logiczna „1"). Pętla ta ma na wyjściu stan aktywny tylko w przypadku, gdy licznik dni przekroczy poziom 31.

Przerzutniki typu D od US13.1 do US14.2 (podobnie jak w liczniku dni) są połączone w dwójkę liczącą i wraz z bramkami NAND od US2.1 i do US2.3 stanowią dekadę, tworząc licznik jednostek miesięcy. Licznikiem dziesiątek miesięcy jest przerzutnik US15.1.

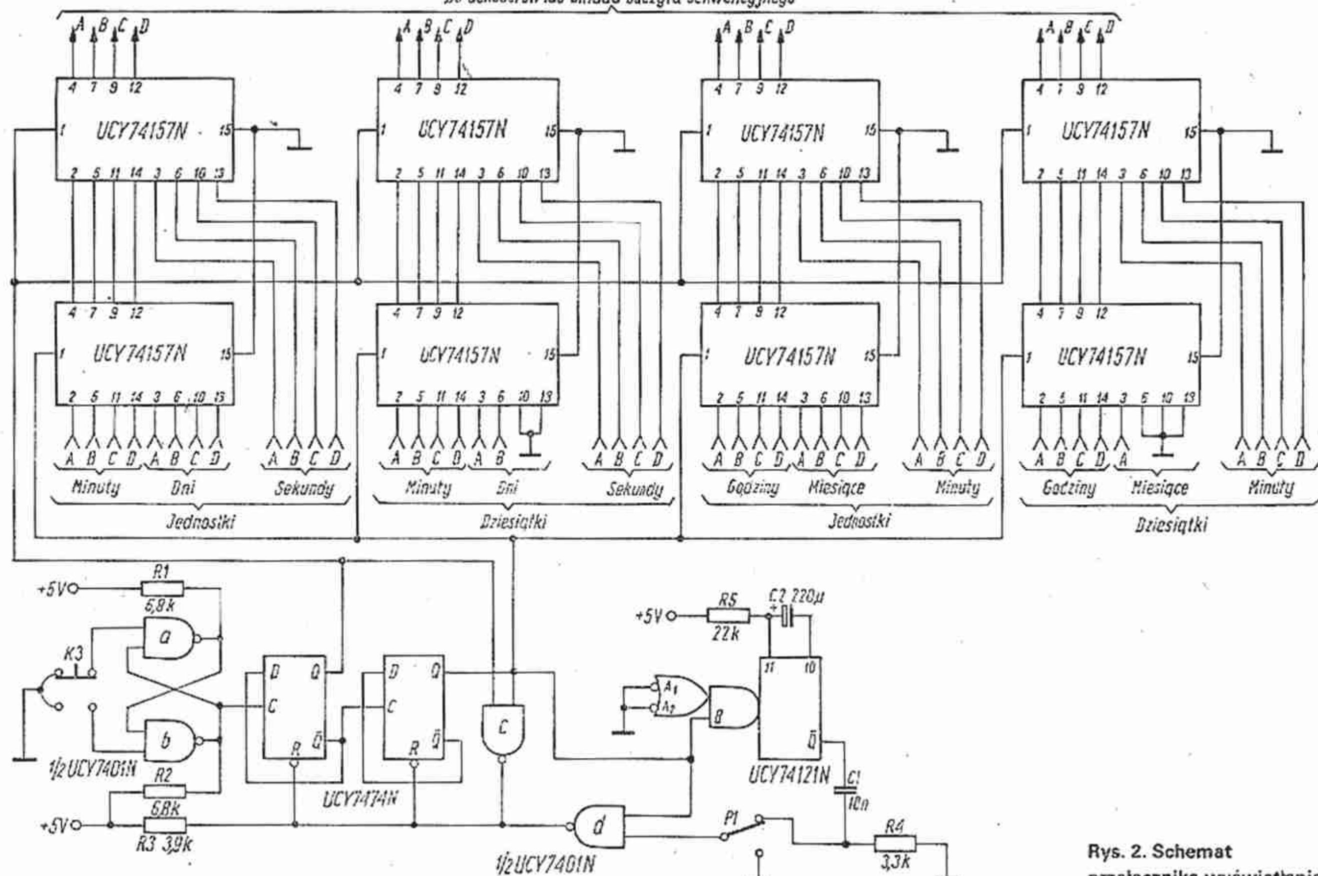
Bramki US2.4 i US9.1 tworzą pętlę kasowania przerzutników typu D od US13.2 do US15.1. Na wyjściu tej pętli stan aktywny jest tylko w tym przypadku, gdy licznik miesięcy przekroczy poziom 12. Gdy licznik przekroczy poziom 12, nie jest potrzebne ustawianie stanu logicznej „1" na wyjściu Q pierwszego przerzutnika typu D (US13.1), ponieważ 13 zbocze narastające, pojawiające się na wejściu zegarowym tego przerzutnika, samo tego dokonuje.

Bramki US7.1, US7.2, US7.3, US9.2, US5.4, US8.3, US8.1 oraz US6.3 tworzą pętlę ustawiania licznika dni. Na wyjściu tej pętli stan aktywny będzie tylko w przypadku, gdy w liczniku miesięcy jest stan odpowiadający miesiącom, które mają 30 dni i licznik dni przekroczy poziom 30.

Bramki US9,2, US9.3, US9.4, US8.4, US8.2, US6.4 tworzą następną pętlę ustawiania licznika dni. Na wyjściu tej pętli stan aktywny jest tylko w przypadku, gdy



Rys. 1. Schemat logiczny datownika US1 do US5 – UCY7400N; US6 i US7 – UCY7401N; US8 i US9 – UCY7408N; US10 do US15 – UCY7474N



Rys. 2. Schemat przełącznika wyświetlania

w liczniku miesięcy jest stan odpowiadający lutemu i licznik dni przekroczy poziom 28.

Bramka US6.2 służy do rozdzielenia sprzężenia licznika miesięcy z licznikiem dni w czasie nastawiania datownika. Tak więc, na wejściu strobującym „S" w czasie normalnej pracy datownika musi być stan logicznej „1", a w czasie nastawiania – stan logicznego „0".

Aby nie było potrzeba montowania dodatkowego przełącznika, najlepiej jest wejście „S" połączyć z bramką STOP zegara cyfrowego w sposób spełniający wyżej opisane warunki.

Klawisz K1 służy do nastawiania dni, a klawisz K2 do nastawiania miesięcy.

Działanie przełącznika wyświetlania (rys. 2) jest następujące. W stanie podstawowym, na czterosegmentowym wskaźniku LED jest ciągłe wyświetlanie godzin i minut. Po pierwszym przyciśnięciu klawisza K3 następuje przełączenie na ciągłe wyświetlanie minut i sekund, a po drugim przełączanie na wyświetlanie daty, po czym po upływie około 3,3 s następuje powrót do stanu podstawowego przełącznika (wyświetlanie godzin i minut).

Przełącznik zbudowano w oparciu o 8 scalonych multiplekserów USY74157N. Wejścia adresowe tych multiplekserów są połączone z wyjściami Q dwóch przerzutników D (UCY7474N), które w połączeniu dwójek liczących wraz z bramką UCY7401N (c) stanowią licznik zliczający od 0 do 2 w kodzie BCD.

Oba przerzutniki typu D są sterowane z wyjścia przerzutnika R-S (bramki UCY7401N a i b), który eliminuje drgania zestyków klawisza K3. Klawisz K3 wymusza odpowiednie stany na wyjściu przerzutnika R-S.

Na wyjściach Q obu przerzutników typu D (rys. 2) są możliwe tylko 3 stany: „0,0", „1,0", „0,1", które odpowiednio ustalają wyświetlanie na wskaźniku LED godzin-minut, minut-sekund i daty. Gdy na wyjściu Q drugiego przerzutnika typu D pojawi się logiczna „1" (stan „0,1"), to zostanie wyzwolony przerzutnik monostabilny UCY74121N. W wyniku tego na jego wyjściu Q̄ ustali się stan logicznego „0". Po czasie około 3,3 s zależnym od wartości elementów R5 i C2, na wyjściu Q̄ przerzutnika monostabilnego ustali się na nowo stan logicznej „1", który pociąga za sobą pojawienie się stanu „0" na bramce UCY7401N (d) i skasowanie obu przerzutników typu D, co odpowiada stanowi podstawowemu całego przełącznika (wyświetlanie godzin i minut).

Układ różniczkujący R4, C1 powoduje, że pojawiający się na wyjściu Q̄ stan „1", występuje po nim w postaci krótkiego impulsu o milisekundowym czasie trwania.

Zastosowanie układu różniczkującego jest konieczne, ponieważ przerzutnik monostabilny wprowadza opóźnienie około 40 ns. Przełącznik P1 służy do odłączenia wejść kasujących przerzutników typu D od wejścia Q̄ przerzutnika monostabilnego. Gdy przełącznik P1 zwarty jest do masy, to wyświetlanie daty jest ciągłe, co jest konieczne w przypadku nastawiania datownika. Najlepiej, gdy przełącznik P1 jest mechanicznie sprzężony z przełącznikiem bramki STOP zegara, co w znacznym stopniu upraszcza nastawianie całego zegara z datownikiem. Przełącznik bramki STOP i P1 można zrealizować, np. w oparciu o przełącznik typu Isostat.

Oba wyżej opisane układy zostały praktycznie wykonane i sprawdzone. Pobierają z zasilacza prąd około 400 mA.

Przy budowie podanych układów obowiązują ogólne zasady montażu układów typu TTL, jak np. blokowanie zasilania.

LITERATURA

1. Misiurewicz P., Grzybek M.: Półprzewodnikowe układy logiczne TTL. WNT Warszawa 1979
2. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKŁ Warszawa 1980
3. Zejdowski J.: Kwarcowy zegar cyfrowy z budzikiem. „Radioamator i Krótkofalowiec" nr 9/1978
4. Szafran W.: Usprawnienie zegarów TTL. „Radioelektronik" nr 12/1980
5. Barański J.: Rozbudowa zegarów TTL. „Radioelektronik" nr 7/1982

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 2 (280) LUTY 1984

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa, tel. 26-73-73

Z DZIAŁALNOŚCI PREZYDIUM ZG PZK

Wskutek nawału spraw bieżących, związanych z powrotem do normalnej działalności krótkofalarskiej w Polsce, a także z normalną działalnością statutową, Prezydium ZG PZK przyjęło zasadę odbywania cotygodniowych spotkań roboczych, organizowanych niezależnie od comiesięcznych posiedzeń, w których bierze udział prezes PZK SP5LVV, sekretarz ZG i dyrektor Biura SP8TK, członek Prezydium SP5QU. Praktyka taka, stosowana już od kilku miesięcy, zwiększyła operatywność działania Prezydium i odciążyła posiedzenia całego jego składu od wielu drobniejszych spraw bieżących. Na jednym z ostatnich spotkań (11 listopada 1983 r.) z udziałem wiceprezesa ZG PZK d/s organizacyjnych SP4BBU, przygotowano tematykę posiedzenia Komisji Organizacyjnej ZG PZK, przewidzianego na 19 listopada. Tematyka ta obejmowała m. in. rozpoczęcie przygotowań do kampanii sprawozdawczo-wyborczej w PZK i do Zjazdu Krajowego PZK, prace wstępne nad projektem nowelizacji statutu PZK i regulaminów organizacyjnych, a także rozpatrzenie możliwości i celowości dokonania korekt w podziale organizacyjnym PZK. Opracowano także ankietę o stanie organizacyjnym Oddziałów Wojewódzkich PZK, która posłuży Komisji Organizacyjnej do sformułowania szeregu wniosków na grudniowe posiedzenie plenarne ZG PZK.

W dniu 22 października 1983 r. odbyło się kolejne posiedzenie Prezydium ZG PZK. Pierwszym punktem porządku dziennego było omówienie przez prezesa PZK aktualnej sytuacji w Związku. Prezes wyraził zadowolenie z masowego wydawania zezwoleń, jednak stwierdził, że zdarzają się przypadki odmowy ich wydania. Wystąpienie prezesa PZK uzupełnił SP8TK, podając informację o przebiegu wydawania zezwoleń w poszczególnych województwach. Prezydium ZG PZK postanowiło rozszerzyć zakres działania Głównej Komisji Aktualizacyjnej o działalność odwoławczą.

W następnym punkcie porządku dziennego Prezydium wysłuchało sprawozdań z przebiegu II Mistrzostw Polski STS (referował SP2PI) i X Mistrzostw Polski ARS (referowali SP4BQW i SP3FFN). Oceniono pozytywnie przebieg tych zawodów, choć organizatorzy nie ustrzegli się drobnych błędów. Uczestniczący w X Mistrzostwach Polski ARS Bernd DJ9NW i jego żona Ulrike nadesłali do PZK list, w którym podziękowali za gościnę i koleżeńską opiekę.

Następnie SP7HF odczytał projekt statutu Funduszu Rozwoju Krótkofalarstwa. Projekt wstępnie zaaprobowano i przekazano do skonsultowania z działem finansowym PZK przed zatwierdzeniem na grudniowym posiedzeniu plenarnym ZG PZK. W bieżących sprawach organizacyjnych omawiano: zamierzenia Komisji Organizacyjnej ZG PZK, przygotowania do zatwierdzenia kalendarza zawodów krótkofalarskich na 1984 r., sprawy uporządkowania ewidencji nadawców i nasłuchowców oraz sprawę uruchomienia SP5PZK. *SP5QU*

PERSPEKTYWY ROZWOJU AMATORSKIEJ RADIOKOMUNIKACJI UKF-FM W POLSCE

Radiokomunikacja profesjonalna UKF-FM w Polsce, w relacji pomiędzy stacjami stałymi a stacjami ruchomymi, zainstalowanymi na pojazdach, istnieje już ponad 30 lat. Z każdym rokiem przybywają nowe sieci takiej łączności, wzrasta też liczba eksploatowanych urządzeń. Jednocześnie wycofywane są z eksploatacji urządzenia starszego typu, nie spełniające zaostrzających się wymagań, a także urządzenia po przepracowaniu określonego przez wytwórnie czasu pracy, po którym może nastąpić wyraźne obniżenie parametrów urządzeń. Czas ten jest zazwyczaj określany na 10 lat.

Urządzenia takie trafiają w większości (a w każdym razie powinny trafiać) do rąk krótkofalowców. W początkowym okresie były one rozbierane, a ich obudowy i niektóre części składowe były wykorzystywane do budowy urządzeń krótkofalarskich KF i UKF. Było tak do chwili, kiedy to w Warszawie (w klubie SP5PKP), a następnie w Szczecinie zaczęto organizować lokalne sieci UKF-FM, pracujące w pasmie 2-metrowym, oparte na przestrojonych na to pasmo radiotelefonach profesjonalnych, głównie typów FM-302 i „Ton". W niedługim czasie doszły do tych typów nowe typy radiotelefonów lampowych i tranzystorowych,takich jak FM-304, FM-305, FM-306, FM-315, „Teleport" i „Zew".

Amatorską radiokomunikacją radiotelefoniczną UKF-FM zainteresowały się liczne kluby i skupiska krótkofalowców SP. Zainteresowanie było tym większe, im więcej było czynnych radiotelefonów w promieniu zasięgu. Rozbiórka radiotelefonów, szczególnie z pasm leżących w pobliżu pasma 144 MHz, stała się nieopłacalna, ponieważ sprzęt taki, po stosunkowo łatwym przestrojeniu, stawał się doskonałym środkiem łączności lokalnej. Zdobywano doświadczenie w adaptacji sprzętu do potrzeb amatorskich, a jednocześnie krystalizowały się zasady organizowania amatorskich sieci UKF-FM i ich wykorzystywania w różnych sytuacjach związanych z działalnością krótkofalarską.

Zaistniała potrzeba uregulowania rozwoju tej dziedziny w SP. Zajęła się tym Komisja FM, działająca na Zjeździe UKF w Krzeszowicach pod kierunkiem SP9ADU. Po uzgodnieniu z oddziałowymi UKF – managerami przyjęto podział subpasma FM w pasmie 144 MHz między poszczególne województwa. Odtąd wiadomo już, z jakich kierunków i na jakich częstotliwościach (kanałach) można spodziewać się sygnałów przy próbach łączności pozalokalnych; jednocześnie zmniejszyła się możliwość zakłóceń od stacji radiotelefonicznych, pracujących w promieniu zasięgu, lecz w innych województwach. Stało się możliwe zamówienie w „Omigu" i rozprowadzenie przez PZK kilkuset kompletów rezonatorów kwarcowych na różne kanały.

Z perspektywy kilku lat pracy amatorskich sieci radiotelefonicznych w Polsce można stwierdzić, że wyodrębniły się dwa zasadnicze kierunki ich wykorzystania: pierwszy, to łączności lokalne, prowadzone przy użyciu dookólnych anten z polaryzacją pionową (GP), traktowane towarzysko oraz jako łączność pomocnicza przy DX-owych łącznościach krótkofalowych (np. w celu informowania się wzajemnie „co gdzie słychać"), drugi to „polowanie" na korespondentów pozalokalnych i na nowe stacje, dyskusje techniczne na temat sprzętu i anten UKF i łączności pomocnicze przy pracy DX-owej prowadzonej na UKF innymi rodzajami emisji (CW, SSB). Rzadko i raczej przejściowo radiotelefon FM jest jedynym urządzeniem radiokomunikacyjnym krótkofalowca.

Amatorska łączność radiotelefoniczna UKF-FM ma u nas duże perspektywy rozwojowe. Sprzyja temu wspomniany już ciągły dopływ radiotelefonów wycofywanych z eksploatacji profesjonalnej, stosunkowa łatwość adaptacji do pracy w pasmie 144 MHz większości typów radiotelefonów i przydatności sieci amatorskich UKF-FM do intensyfikacji kontaktów członków klubu, czy miejscowej społeczności krótkofalarskiej. Nie bez znaczenia jest także przydatność takich sieci do akcji społecznie użytecznych i do celów obrony cywilnej.

Jedną z przeszkód w rozwoju takich sieci są trudności zdobycia rezonatorów kwarcowych na wymagane częstotliwości. Zarząd Główny PZK zamierza powtórzyć zamówienie w „Omigu" takiej ilości rezonatorów, jaka wyniknie z aktualnych potrzeb. Trzeba sobie jednak zdawać sprawę z tego, że w dużych skupiskach miejskich, przy znacznej liczbie pracujących tam radiotelefonów, nie wystarczy dysponowanie jednym czy dwoma kanałami częstotliwości. Często okazuje się, że i 4 kanały (a więc tyle, ile ma większość używanych przez nas radiotelefonów) nie wystarczają, aby móc spokojnie porozmawiać z upatrzonym korespondentem, nie przeszkadzając innym.

Rozwiązanie tego problemu jest dwojakie. Albo przez zastąpienie rezonatorów kwarcowych generatorami przestrajanymi (VFO), albo też przez zaopatrzenie radiotelefonu w syntezer częstotliwości, np. według opisu SP5DDF. Pierwsze rozwiązanie jest tanie i łatwe do realizacji, jednak występują tu zazwyczaj trudności z dokładnym ustawieniem częstotliwości, a czasem także i ze stabilnością. Natomiast rozwiązanie drugie umożliwia jednoznaczne ustawienie częstotliwości nadawania i odbioru, jednak jest znacznie kosztowniejsze i wymaga przeróbki radiotelefonu.

Przy gwałtownie rosnącej liczbie użytkowników kanałów częstotliwości w obrębie zasięgu, coraz większym problemem staje się ich zajętość, szczególnie w weekendowe wieczory. Powiększenie liczby kanałów, np. przez przejście na mniejszy odstęp międzykanałowy 25 kHz, nie mówiąc już o odstępie 12,5 kHz, nie jest narazie możliwe, gdyż większość eksploatowanych przez nas radiotelefonów nie daje takiej możliwości (zbyt szerokie filtry kwarcowe lub w ogóle brak takich filtrów). Pozostaje zatem wypracowanie takiego sposobu pracy w sieciach radiotelefonicznych, który przyczyniłby się do zmniejszenia zajętości kanałów, a jednocześnie nie kolidował z przepisami PIR. Na przykład, o ile pierwsze łączności z nowymi stacjami powinny być przeprowadzone w sposób typowy, z pełną wymianą informacji odnośnie używanego sprzętu, podaniem imienia i QTH, to już podczas drugiego, trzeciego, i następnych spotkań tych samych korespondentów powinno się po nawiązaniu łączności przechodzić do meritum sprawy, ograniczając końcowe grzeczności do tradycyjnego „73". Jest to przecież łączność radiotelefoniczna, pomocnicza w stosunku do podstawowej działalności krótkofalarskiej i takie uproszczenie procedury łączności, a także skrótowe podawanie znaków wywoławczych, powinno być dopuszczalne.

Znaczne zwiększenie zasięgu, szczególnie przy stosowaniu radiotelefonów UKF-FM małej mocy, współpracujących z prostymi układami anten, umożliwiają stacje przekaźnikowe, odbierające sygnał na jednej częstotliwości, a nadające ten sam sygnał na częstotliwości większej o 600 kHz. Takie stacje przekaźnikowe są bardzo popularne w całej zachodniej Europie i w Czechosłowacji. W Polsce uruchomiono niedawno stację przekaźnikową na Podzamczu (SR9E), pracującą w kanale R0: wejście 145,000 MHz, wyjście 145,600 MHz. Być może, w niedługim czasie zostanie uruchomiona w Warszawie następna taka stacja przekaźnikowa.
O pełnym wykorzystaniu możliwości tkwiących w amatorskich sieciach radiotelefonicznych UKF-FM jako krótkofalarskiej łączności pomocniczej i jako bardzo operatywnej łączności radiowej dla potrzeb obrony cywilnej będzie można mówić dopiero po pokryciu terenu kraju siecią radiotelefonicznych stacji przekaźnikowych i po umożliwieniu krótkofalowcom SP pracy w ruchu (portable i mobile).
W dalszej przyszłości będzie konieczne powszechne przejście na odstęp międzykanałowy (minimalny) 12,5 kHz, choćby ze względu na taki właśnie obowiązujący standard europejski. Będzie to możliwe jednak dopiero z chwilą dostępności filtrów kwarcowych 10,7 MHz na taki odstęp międzykanałowy i po przejściu do rąk krótkofalowców nowszych typów radiotelefonów tranzystorowych, umożliwiających zastosowanie takich filtrów.

SP5QU

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

- Rozliczono INTERCONTEST KF 1980. Długi czas do momentu rozliczenia tego współzawodnictwa wynika z konieczności oczekiwania na ogłoszenie wyników wszystkich tych zawodów międzynarodowych, które są zaliczane do Intercontestu. Sklasyfikowano ogółem 271 radiostacji amatorskich SP. Tytuły „Mistrz Intercontestu KF 1980" otrzymali: w kategorii Mixed Bogdan Klatka SP8ECV, w kategorii CW także SP8ECV, w kategorii Fone Leszek Fabjański SP3DOI, a w kategorii radiostacji klubowych Radioklub LOK z Nowej Soli SP3KEY. Zwycięzcy w poszczególnych kategoriach otrzymali na własność puchary.

- W SP DX Maratonie KF, według stanu na dzień 30 września 1983 r. prowadzi SP3DOI (4334 pkt.), przed SP3AGE (4235) i SP7HT (4073 pkt). Wśród radiostacji klubowych prowadzi SP3KEY przed SP7KTE i SP5PWK.

- Zarząd Oddziału Wojewódzkiego PZK w Lesznie przystąpił do pierwszego etapu odtwarzania historii działalności krótkofalarskiej na terenie obecnego województwa leszczyńskiego. W związku z tym poszukuje informacji o obecnych adresach zamieszkania byłych i obecnych krótkofalowców. Po zebraniu takich adresów, ZOW PZK w Lesznie roześle do tych Kolegów ankietę. Informacje w tej sprawie należy przesyłać pod adresem ZOW PZK, skr. poczt. 61, 64-100 Leszno.

- Spośród nadawców, którzy odzyskali licencje w końcu marca 1983 r., pracę przez transpondery satelitarne OSCAR 8, RS-6, RS-8, RS-5 i RS-7 rozpoczęli kolejno: SP6ASD, SP9EVP, SP9DH, SP6BQA, SP9BGS, SP9BCH i SP0LTGL (SP9PDJ). We współzawodnictwie SP SATELLITE DX MARATON prowadzi SP9DH, mając na koncie 18 620 punktów, przed SP9EKB (8900 pkt) i SP9ADU (7880 pkt). Dotychczas wzięło udział w tym współzawodnictwie 31 radiostacji SP.

- Wydarzeniem minionego roku w dziedzinie amatorskiej radiokomunikacji satelitarnej było wyniesienie w kosmos

oczekiwanego od dawna satelity fazy trzeciej, co nastąpiło 16 czerwca 1983 r. o godz. 11:59:04 UTC z Kourou. Satelita ten, oznaczony jako OSCAR 10, umożliwia łączności transkontynentalne. Jako pierwszy z SP pięć kontynentów osiągnął za jego pośrednictwem SP9DH.

● Zarząd Główny PZK został powiadomiony oficjalnym pismem przez Główny Inspektorat Państwowej Inspekcji Radiowej, że w związku z wejściem w życie nowego Regulaminu Radiokomunikacyjnego i podjęciem międzyresortowych decyzji, pasmo amatorskie 1,8 MHz może być użytkowane w Polsce na następujących zasadach: odcinek pasma w granicach 1830 do 1850 kHz dostępny jest dla wszystkich posiadaczy licencji kategorii I na warunkach zgodnych z posiadaną licencją (bez ograniczenia mocy). Natomiast odcinki pasma: 1750 do 1800 kHz, 1810 do 1830 kHz i 1850 do 1930 kHz będą udostępniane na odpowiednio umotywowane wnioski indywidualne.

● W końcowej fazie opracowywania znajduje się kalendarz polskich zawodów krótkofalarskich na 1984 r. Będzie on opublikowany – razem z terminarzem popularniejszych zawodów międzynarodowych KF i UKF – w następnym numerze.

● Zarząd Główny PZK przypomina, że zgodnie z decyzją Państwowej Inspekcji Radiowej, każde nowe urządzenie nadawcze i nadawczo-odbiorcze powinno być zgłoszone natychmiast po nabyciu lub wykonaniu do odpowiedniego Okręgowego Inspektoratu Państwowej Inspekcji Radiowej.

● Z Krakowa pracowały – w ramach obchodów 40-lecia LWP – w końcu ubiegłego roku dwie okolicznościowe radiostacje amatorskie: 3Z0SOB, zainstalowana na terenie Wawelu i pracująca od 8 do 15 września z okazji 300 rocznicy Odsieczy Wiedeńskiej oraz SP40LWP, która była czynna w wersji polowej na błoniach krakowskich w dniach 11 i 12 września. Operatorzy obu tych radiostacji nawiązali łącznie ponad 5000 QSO w paśmie 160 metrów, na wszystkich pasmach krótkofalowych oraz w pasmie 144 MHz, w tym także przez radioamatorskie satelity „RS".

● Bardzo dobre warunki propagacyjne w pasmach UKF wystąpiły nie tylko w czerwcu 1983 r., ale także występowały sporadycznie w następnych miesiącach. Szczególnie dobre warunki wystąpiły od 25 do 29 września i w ciągu kilku dni po 22 października 1983 r. W czasie tych ostatnich warunków SP9FG nawiązał 2 łączności ze stacjami OZ w pasmie 1296 MHz.

● Do ZG PZK wpłynął wniosek o powołanie kolejnego klubu specjalistycznego PZK: Polskiego Klubu Radio Wideografii. Przewidywane jest także utworzenie następnego klubu: Polskiego Klubu QRP.

SP5QU

Podstawy techniki cyfrowej (7)

JERZY KRĘCIEJEWSKI

UKŁADY ARYTMETYCZNE

W części I (nr 7–8/83) omówiono wykorzystanie układów cyfrowych do automatycznej realizacji działań logicznych. Poniżej zostaną przedstawione możliwości automatycznego przeprowadzenia obliczeń arytmetycznych. Liczby, na których mają być wykonane działania, są w odpowiedni sposób kodowane za pomocą sygnałów cyfrowych. Podstawę kodowania stanowi dwójkowy system liczenia.

DWÓJKOWY SYSTEM LICZENIA

Na co dzień posługujemy się dziesiętnym systemem liczenia. Charakteryzuje się on dziesięcioma cyframi: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Przy kodowaniu wymagałoby to zastosowania dziesięciu różnych poziomów napięciowych – każdej cyfrze musiał by odpowiadać inny poziom. Oczywiście jest to niewykonalne w układach cyfrowych, w których wyróżnia się tylko dwa poziomy napięć: niski L i wysoki H. Można natomiast dowolną liczbę całkowitą zapisać w systemie dwójkowym (nazywanym także systemem binarnym). W systemie tym istnieją tylko dwie cyfry: 0 i 1. Dowolną liczbę całkowitą Z można przedstawić jako ciąg zero-jedynkowy, np. Z = 1010. Każdej cyfrze przyporządkowana jest waga w zależności od pozycji, na której się znajduje (jest to cecha tzw. systemów pozycyjnych; system dziesiętny jest również systemem pozycyjnym). Licząc od prawej strony wagi kolejnych cyfr wynoszą: 2^0, 2^1, 2^2, 2^3 itd.:

$$\begin{array}{cccccc} Z = & 1 & 0 & 1 & 0 \\ & | & | & | & | \\ & 2^3 & 2^2 & 2^1 & 2^0 \end{array}$$

Liczbę Z w postaci dziesiętnej znajdujemy, mnożąc wszystkie cyfry przez ich wagi i sumując tak obliczone iloczyny:

$$Z = (1010)_2 = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 1^1 + 0 \cdot 2^0)_{10} = = (10)_{10}$$

Dla uniknięcia nieporozumień w jakim systemie liczenia jest zapisana dana liczba stosuje się oznakowane nawiasy:

$(.....)_2$ oznacza liczbę zapisaną w systemie dwójkowym

$(.....)_{10}$ oznacza liczbę zapisaną w systemie dziesiętnym.

Nawiasy opuszcza się wszędzie tam, gdzie możliwość takiego nieporozumienia nie występuje.

Ogólnie, w przypadku n-cyfrowej liczby dwójkowej (binarnej) waga najstarszej cyfry wynosi 2^{n-1}, natomiast największą liczbą dziesiętną, jaką można zapisać, jest 2^n-1.

W tablicy na rys. 1 przedstawiono przykładowo kilka liczb dziesiętnych z ich odpowiednikami dwójkowymi. Dwójkowy odpowiednik liczby dziesiętnej Z znajduje się w sposób następujący. Liczbę Z dzieli się przez dwa. Resztę z tego dzielenia należy zanotować (w przypadku, gdy liczba Z jest parzysta, reszta równa jest 0, a gdy Z jest nieparzysta, reszta równa jest 1). Otrzymany iloraz należy ponownie podzielić przez dwa i zanotować resztę. Kolejne dzielenia przez dwa wykonuje się tak długo, aż otrzyma się wartość ilorazu równą 1. Jedynkę tę również notujemy. Odczytane zera i jedynki w kolejności odwrotnej niż były zapisywane stanowią dwójkową reprezentację liczby dziesiętnej Z.

Przykład

Znajdziemy postać dwójkową liczby 118.

$$\begin{aligned} 118 &= 2 \cdot 59 + 0 \rightarrow 0 \\ 59 &= 2 \cdot 29 + 1 \rightarrow 1 \\ 29 &= 2 \cdot 14 + 1 \rightarrow 1 \\ 14 &= 2 \cdot 7 + 0 \rightarrow 0 \\ 7 &= 2 \cdot 3 + 1 \rightarrow 1 \\ 3 &= 2 \cdot 1 + 1 \rightarrow 1 \\ 1 &= 2 \cdot 0 + 1 \rightarrow 1 \end{aligned}$$

↑ kierunek odczytywania liczby dwójkowej

Stąd mamy, że

$(118)_{10} = (1110110)_2$

Łatwo sprawdzić poprawność powyższego obliczenia:

$(1110110)_2 = (1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0)_{10} =$

$(64+32+16+4+2)_{10} = (118)_{10}$

Liczba Z w zapisie dziesiętnym	Liczba Z w zapisie dwójkowym
0	0
1	1
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
10	1010
11	1011
12	1100
13	1101
14	1110
15	1111
16	10000
17	10001
18	10010
19	10011
20	10100

Rys. 1. Porównanie zapisu dziesiętnego i dwójkowego

Cyfrę 0 lub 1 liczby dwójkowej nazywa się **bitem** (od ang. binary digit – cyfra dwójkowa).

Uwaga. Nazwę bit stosuje się również w przypadku określania liczby informacji. 1 bit oznacza wtedy najmniejszą porcję informacji, którą można zakodować jedną z dwóch cyfr 0 albo 1 (np. tak-nie, włączony-wyłączony, zamknięty-otwarty itd.).

Prawą skrajną cyfrę liczby dwójkowej nazywa się najmniej znaczącym bitem (LSB – od ang. Least Significant Bit) ze względu na to, że ma ona najmniejszą wagę. Odwrotnie, lewą skrajną cyfrę nazywa się najbardziej znaczącym bitem (MSB – od ang. Most Significant Bit).

ZAPIS CYFROWY LICZB DZIESIĘTNYCH

Omówione zostaną dwa sposoby kodowania liczb dziesiętnych. Pierwszy polega na zamianie liczby dziesiętnej na liczbę dwójkową, a następnie przedstawieniu każdego bitu liczby dwójkowej jako odpowiedniego poziomu napięcia (jest to naturalny kod binarny; w skrócie NB). W dalszym ciągu będziemy przyjmować, że cyfrę 1 reprezentuje wysoki poziom napięcia (H), natomiast cyfrę 0 niski poziom napięcia (L). Oczywiście możliwe jest także przyporządkowanie odwrotne.

Drugi sposób kodowania polega na przedstawieniu w kodzie NB każdej cyfry dziesiętnej oddzielnie. Jest to kod dziesiętny o zapisie dwójkowym, w skrócie BCD (od ang. Binary Coded Decimal). Weźmy np. liczbę 159. W kodzie NB ma postać: 10011111. W kodzie BCD zapisujemy oddzielnie każdą cyfrę – zawsze za pomocą czterech bitów:

$(9)_{10} = (1001)_2 \rightarrow 1001$
$(5)_{10} = (101)_2 \rightarrow 0101$
$(1)_{10} = (1)_2 \rightarrow 0001$

Pełną liczbę 159 reprezentuje zapis:

0001 0101 1001

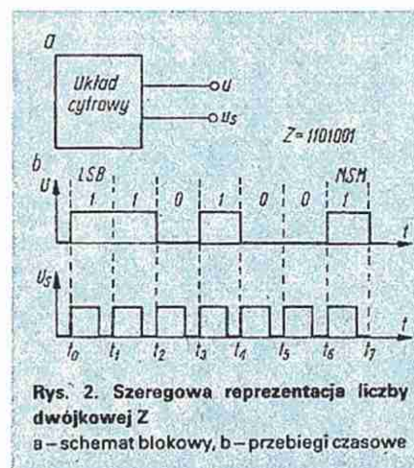
Warto zwrócić uwagę, że zapis w kodzie BCD jest z reguły dłuższy od zapisu w kodzie NB. Wynika to z faktu, że za pomocą czterech bitów można zakodować liczby z zakresu od 0 do 15. Tymczasem reguły kodu BCD wymagają wykorzystania tylko dziesięciu kombinacji bitów odpowiadających cyfrom od 0 do 9. Zapis wydłuża się przez występowania zakazanych kombinacji bitów. Kombinacjami zakazanymi są:

1011
1100
1101
1110
1111

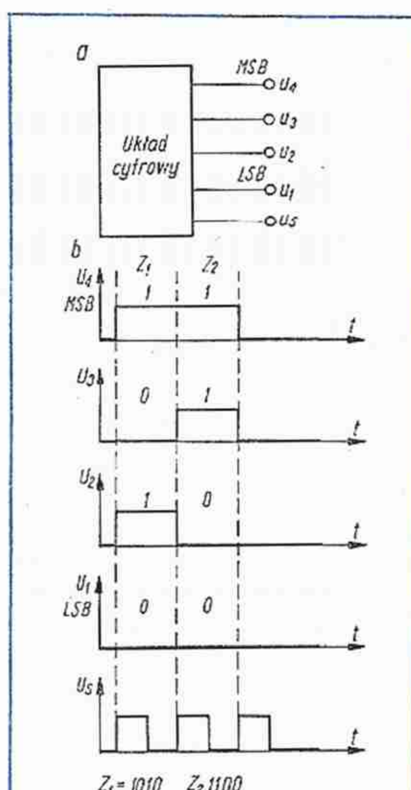
Wystąpienie którejkolwiek z nich w kodzie BCD świadczy o błędzie.

W układach cyfrowych stosuje się trzy sposoby przedstawiania liczby za pomocą sygnałów elektrycznych.

W metodzie szeregowej wykorzystuje się tylko dwie linie (dwa przewody) niezależnie od długości liczby w bitach. Napięcia występujące na jednym przewodzie odpowiadają wartościom kolejnych bitów liczby. Poziom napięcia odpowiadający każdemu bitowi jest utrzymywany przez ściśle określony odcinek czasu (rys. 2). W momencie t_0 pojawia się napięcie odpowiadające najmniej znaczącemu bitowi i jest utrzymywane do chwili t_1. W chwili t_1 ustala się napięcie odpowiadające następnemu bitowi liczby i trwa do chwili t_2. W ten sposób po czasie $n \cdot \Delta t$
przy czym::
n – długość liczby,
Δt – czas trwania napięcia odpowiadającego jednemu bitowi, zostanie przedstawiona cała liczba binarna.



Rys. 2. Szeregowa reprezentacja liczby dwójkowej Z
a – schemat blokowy, b – przebiegi czasowe



Rys. 3. Równoległa reprezentacja liczby dwójkowej Z
a – schemat blokowy, b – przebiegi czasowe

Drugi przewód jest wykorzystany do przesyłania sygnału synchronizującego U_s, wyznaczającego chwile t_0, t_1, t_2 itd.

Inną metodą, którą się stosuje poza szeregową, jest metoda równoległa. Wykorzystuje się w niej n+1 linii, przy czym n odpowiada długości liczby w bitach. W metodzie równoległej jednocześnie na wszystkich liniach są ustalane napięcia odpowiadające kolejnym bitom liczby dwójkowej (rys. 3). Sygnał synchronizujący U_s służy w tym przypadku do rozdzielenia kolejnych liczb dwójkowych.

Porównanie obu wymienionych metod pozwala stwierdzić, że szeregowe przedstawianie liczby jest prostsze, ale za to wymaga długiego czasu. Natomiast w metodzie równoległej czas potrzebny do przedstawienia liczby może być krótszy, ale odbywa się to kosztem rozbudowy układu.

Rozwiązaniem w pewnym sensie kompromisowym jest metoda szeregowo-równoległa. Można ją stosować, np. w przypadku kodu BCD. Polega na tym, że kolejne cyfry dziesiętne są przedstawiane szeregowo, natomiast każde cztery bity reprezentujące jedną cyfrę dziesiętną – równolegle.

Cd. w następnym nrze

Korespondencja własna

JERZY AUERBACH

Wystawa sprzętu audio-video IFA '83

Sprzęt wizyjny

Międzynarodowa wystawa sprzętu elektronicznego powszechnego użytku IFA'83* odbywająca się co 2 lata w Berlinie Zachodnim, jest największą imprezą tego typu na naszym kontynencie. Producenci z całego świata prezentują tam najnowsze modele swoich urządzeń. Dzięki eksponatom oraz towarzyszącym wystawie pokazom i prelekcjom można ocenić kierunek rozwoju technicznego, w jakim zmierza elektronika „konsumpcyjna".

IFA'83 potwierdziła, że 1983 rok był początkiem nowej ery w tej dziedzinie, w której technika analogowa będzie zastąpiona techniką cyfrową.

Powszechną uwagę na wystawie zwracał: dyskofon typu Compact Disc (CD) oraz odbiornik telewizyjny z cyfrową obróbką sygnałów – Digivision. Znaczący udział techniki cyfrowej był widoczny również w innych urządzeniach. Niemniej i w technice analogowej dokonano w ostatnich dwóch latach znacznego postępu.

Odbiornik telewizyjny 1984

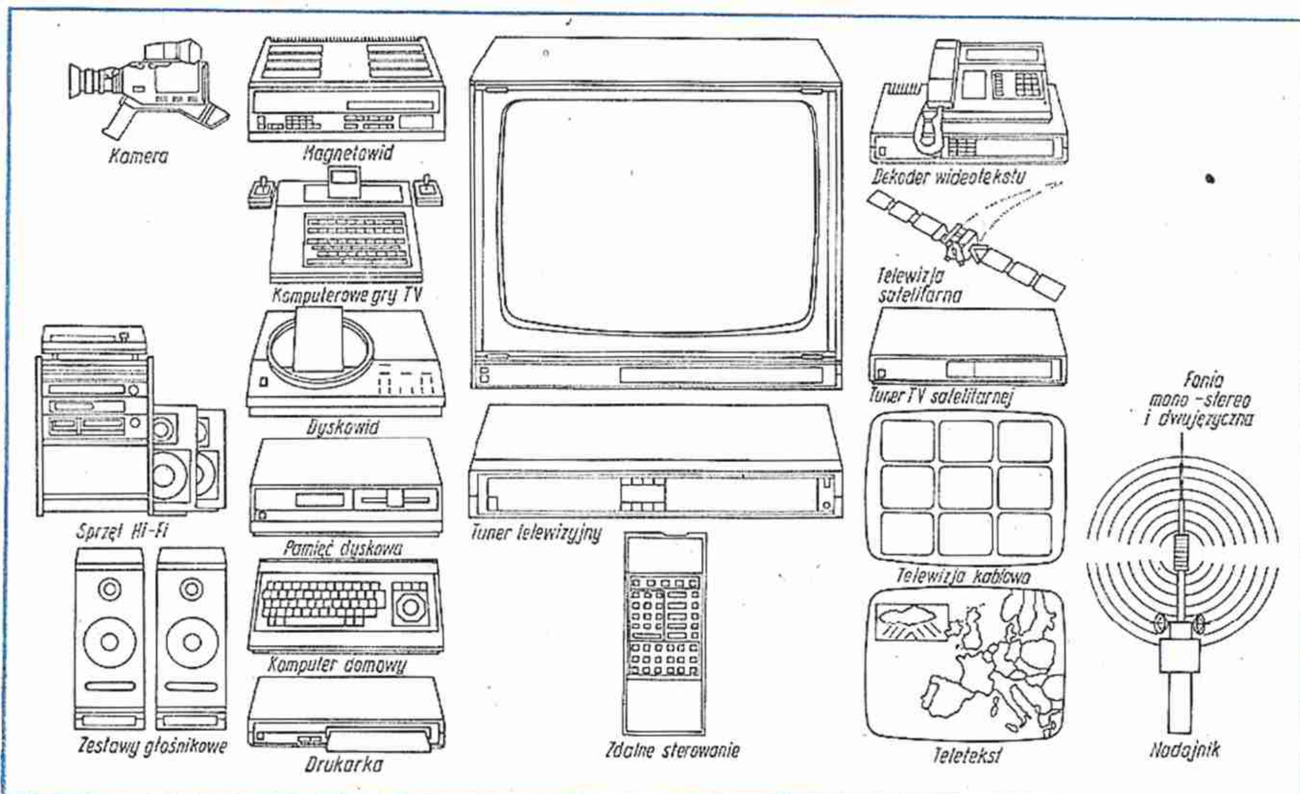
Kolorowy odbiornik telewizyjny stale zwiększa liczbę spełnianych funkcji użytkowych i zamienia się stopniowo w monitor współpracujący z wieloma urządzeniami. Rozwój ten najpełniej ilustruje sprzęt firmy Philips. Koncepcja budowy tego sprzętu przypomina ujęcie segmentowe urządzeń Hi-Fi. To harmonijne zestawienie wszystkich elementów wokół monitora ekranowego otrzymało nawet swoją nazwę: Matchline System Television (rys. niżej). Zwróćmy uwagę, że tuner OTVC (fot. 1) został w tym systemie wyodrębniony jako oddzielny segment, zasilający bądź to monitor, bądź też magnetowid lub obydwa urządzenia jednocześnie, niekoniecznie tymi samymi programami. Tuner firmy Philips, podobnie jak odbiorniki telewizyjne wszystkich innych producentów, umożliwia odbiór dwóch dźwięków lub też emisji stereofonicznej. Ta nowość, zapowiadana już na IFA'81 stała się obecnie obowiązującą powszechnością. W związku z tym odbiorniki telewizyjne są produkowane z dwoma wbudowanymi głośnikami i wyposażone w elektroniczną regulację do poszerzania bazy stereofonicznej, bądź też – jak w sprzęcie Hi-Fi – z oddzielnymi kolumnami.

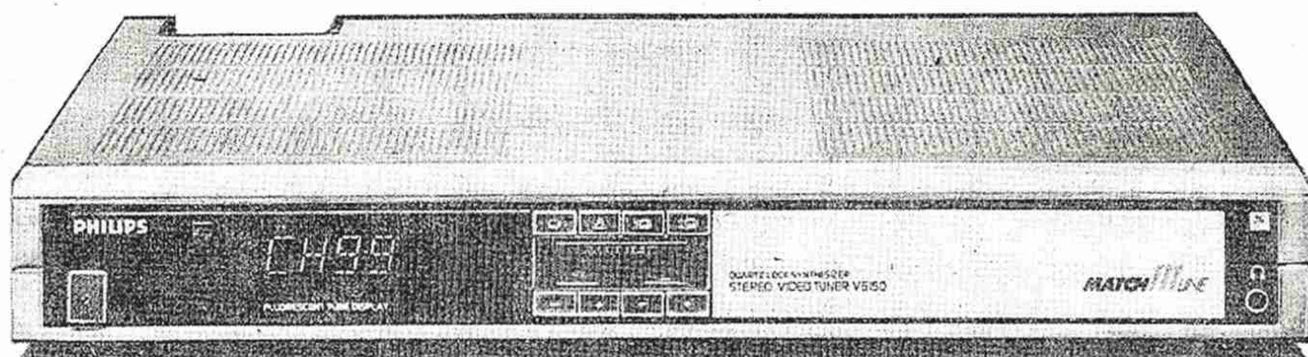
* Internationale Funkausstellung



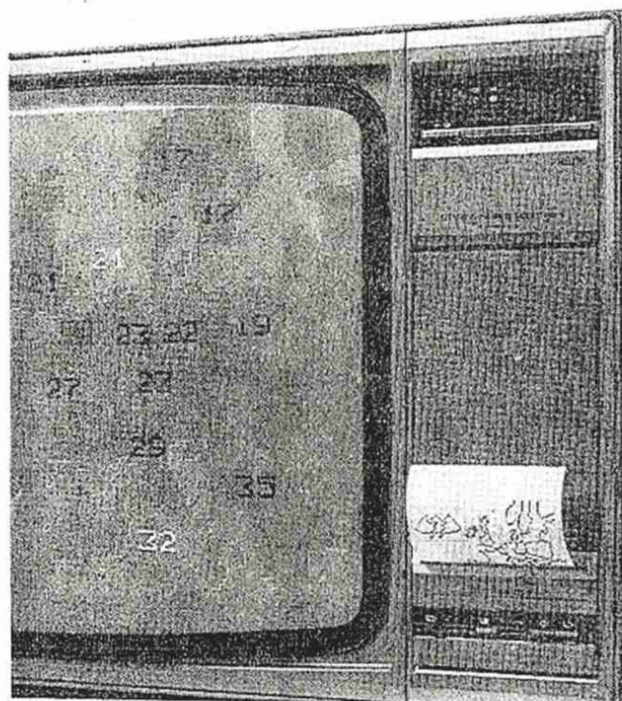
W celu przesyłania w audycjach telewizyjnych muzyki na poziomie Hi-Fi, stworzono możliwość w większości prezentowanych na wystawie modeli, przełączenia sygnału fonicznego z telewizora na wzmacniacz zestawu Hi-Fi (jak to również widać na rys.). Aby ułatwić czynności połączeniowe przy współpracy tak wielu różnorodnych urządzeń, rozpowszechniono i jednomyślnie przyjęto w Zachodniej Europie znormalizowane złącze 21-stykowe SCART, zwane również Euroconnector. Korzystanie z niego zapewnia właściwe połączenie między poszczególnymi segmentami.

Pojawienie się cyfrowego odbiornika telewizyjnego nie zahamowało prac nad poprawą parametrów OTVC analogowych, głównie przez zastosowanie nowych układów scalonych. Obraz na modelach OTVC'83 jest bardziej „ostry", a kanał fonicz-

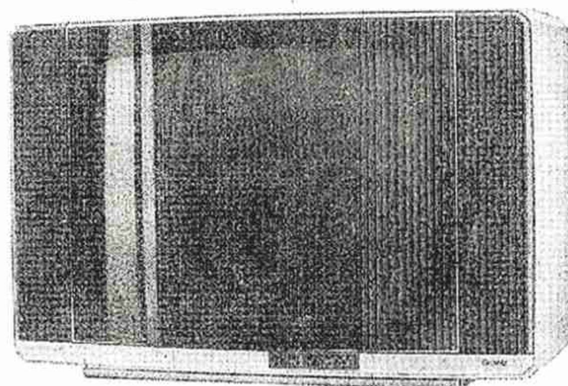




1



2



3

ny charakteryzuje się mniejszym poziomem szumów. Dodatkową korzyścią jest mniejszy pobór mocy, o około 30%, w stosunku do OTVC poprzedniej generacji, a tym samym wzrost niezawodności. Jeśli w 1981 r. uważano, że jedna naprawa odbiornika telewizyjnego średnio rocznie stanowiła przyzwoitą normę liczby uszkodzeń, to obecnie twierdzi się, że jedna naprawa przypada w nowoczesnych odbiornikach telewizyjnych na cały okres ich eksploatacji.

Obserwuje się dalszy rozwój OTVC z projekcją na duży ekran. Można tu rozróżnić dwa systemy: system z ekranem z matowego szkła, z wbudowanym odbiornikiem oraz system z ekranem oddzielnym. Do drugiego należały na wystawie urządzenia z ekranami o dwu, a nawet i trzymetrowej przekątnej. Wprowadzone ulepszenia w urządzeniach projekcyjnych, a szczególnie zastosowanie rzutników z układem optycznym, pracującym na zasadzie teleskopu zwierciadlanego, doprowadziły do nieosiągalnej dotychczas precyzji pokrycia obrazów w trzech podstawowych kolorach oraz do stabilności obrazu.

Wyposażenie OTVC w dekoder teletekstu nie należało już wprawdzie do nowości w 1983 r., ale pewna innowacja – drukarka termiczna wbudowana w odbiornik (fot. 2) do utrwalania wybranej przez użytkownika strony gazety – wzbudzała duże zainteresowanie odwiedzających wystawę.

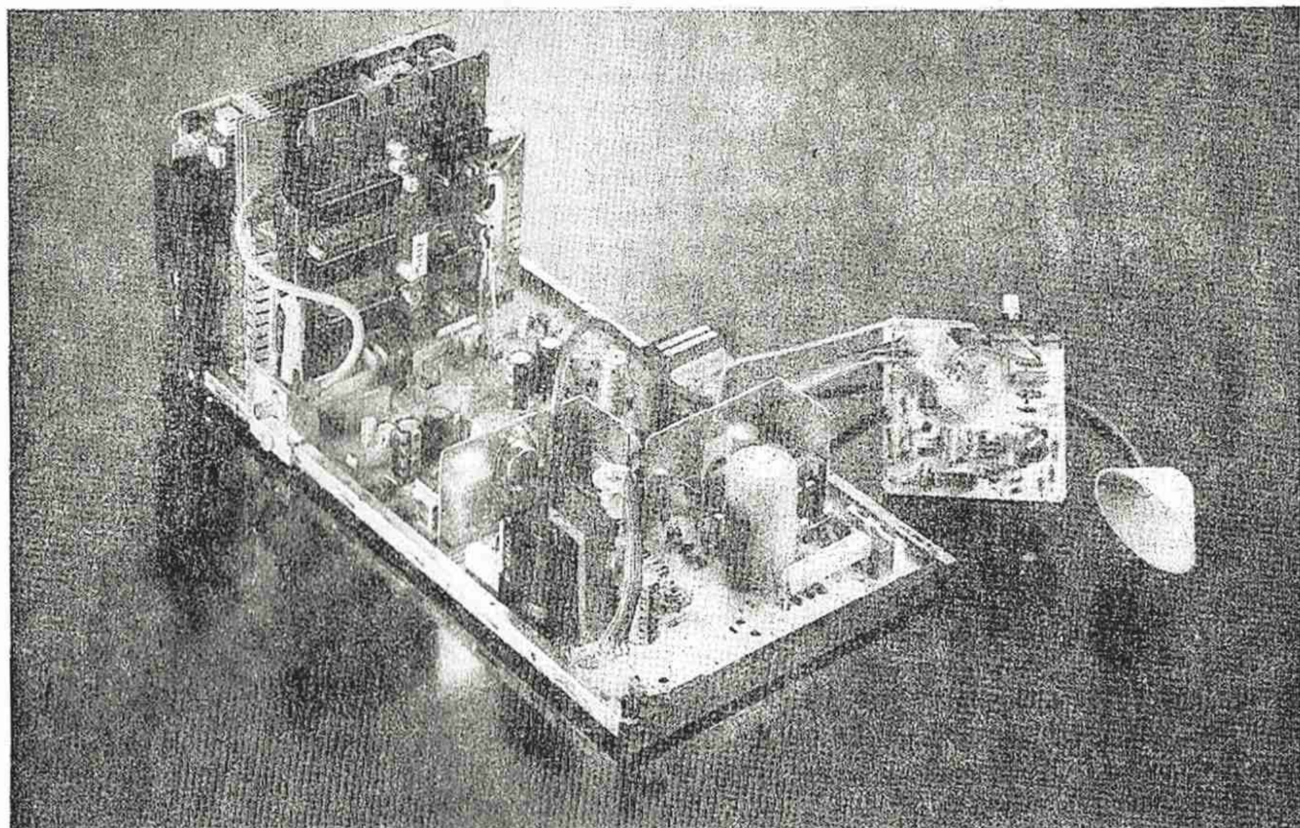
Największym zainteresowaniem, jako urządzenie niedalekiej przyszłości – cieszył się na IFA'83 cyfrowy odbiornik telewizyjny. Zapowiadany na rynku od roku, nie sprzedawany jednak do czasu otwarcia wystawy, był prezentowany na IFA'83 przez szereg firm jako model laboratoryjny. Jedynie firma ITT i związane z nią firmy: Standard Elektrik Lorenz i Graetz dysponowały modelami komercyjnymi o nazwie Digivision (fot. 3).

Układ oraz właściwości OTVC cyfrowego były opisane w nrze 3/83 „Re". Warto dodać, że efekt, jaki wywołuje porównanie obrazów na dwóch stojących obok siebie odbiornikach: cyfrowym i analogowym, jest najlepszym argumentem za cyfryzacją. A jest to zaledwie część korzyści, jakie może dać technika cyfrowa.

W obecnym odbiorniku cyfrowym przetwarzanie cyfrowe nie obejmuje wszystkich bloków i następuje dopiero po detekcji sygnałów wizyjnego i dźwiękowego. Mimo to, uzyskano znakomite obniżenie wrażliwości na zakłócenia zewnętrzne, zupełny brak odbić oraz stałą, nieznaną dotychczas jakość obrazu, nie zmieniającą się, bo automatycznie korygowaną przy zmianach warunków zewnętrznych lub też przy starzeniu się elementów składowych układów elektronicznych odbiornika z kineskopem włącznie. Cyfryzacja bloków: wizyjnego, fonicznego i odchylania spowodowała obniżenie liczby elementów o dalsze 30% i ponowną poprawę niezawodności. Jest to wynik zastosowania w OTV siedmiu cyfrowych układów scalonych VLSI: MAA2000 – układu centralnego sterowania (CCU), MAA2100 – układu kodującego sygnał wizyjny (VCU), MAA2200 – procesora sygnału wizyjnego (VPU), MAA2300 – przetwornika A/C sygnału fonicznego (ADC), MAA2400 – procesora sygnału fonicznego (APU), MAA2500 procesora sygnału synchronizacji odchylania (DPU) i MAA2600 – zegara (CG). Jak dotychczas, jedynym producentem tych układów jest firma ITT.

Na chassis OTVC Digivision (fot. 4), które jak widać, stanowi najwyżej połowę objętości telewizora analogowego, widoczne są – na pionowej płytce drukowanej – układy scalone całej części cyfrowej.

Opracowanie kolejnych układów scalonych do odbiornika cyfrowego zwiększy komfort odbioru telewizyjnego. Układ pamięci do rejestracji sygnału wizyjnego umożliwi odtwarzanie obrazu na ekranie z częstotliwością większą niż 50 Hz, a tym samym zlikwiduje migotanie dużych powierzchni oraz linii



4

poziomych. Dzięki cyfryzacji powstanie również możliwość zatrzymania kadru na ekranie, a nawet powiększenie jego części na całym ekranie (ZOOM). Podglądanie innego programu na wycinku ekranu (obraz w obrazie) również przestanie być kosztownym zabiegiem.

Cyfryzacja całego OTV umożliwi także włączenie nowych funkcji. Teletekst będzie można realizować przez odpowiednie zaprogramowanie pamięci procesora, a czas oczekiwania na odpowiednią stronę gazety telewizyjnej stanie się pomijalnie krótki. W podobny sposób można również rozwiązać przesyłanie w sygnale telewizyjnym zakodowanego sygnału służącego do uruchamiania odbiornika telewizyjnego lub magnetowidu, jeśli zostały one zaprogramowane na odbiór wybranej audycji, bez względu na punktualność jej rozpoczęcia.

Przewidując, że przyszłe stacje satelitarne będą pracować z cyfrowym sygnałem telewizyjnym i radiowym, już dziś szereg firm opracowało i zaprezentowało do tego celu cyfrowy tuner szerokopasmowy.

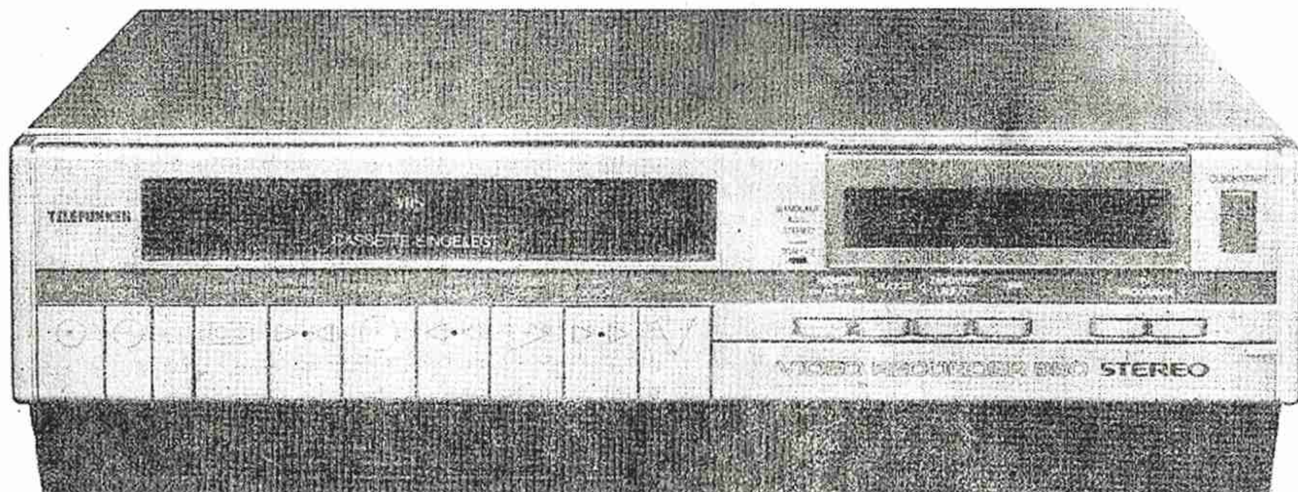
Sprzęt video

Dużą i najbardziej reprezentacyjną część powierzchni wystawy wielkich firm zajmował sprzęt video-graficzny: magnetowidy, kamery i taśmy do nich, nagrane i nie nagrane oraz dyskowidy.

Sprzęt magnetowidowy reprezentujący trzy wzajemnie nie kompatybilne systemy: VHS, Video 200 i Beta jest przedmiotem silnej walki konkurencyjnej. Przejawia się to zarówno w dążeniu do stałego podnoszenia jakości i komfortu obsługi, jak również w ciągłej obniżce cen, mającej na celu wzajemne wyparcie się z rynku. Zjawisko jest tym bardziej nieoczekiwane, że magnetowid miał być po OTVC tym kolejnym „złotym jajkiem" przemysłu elektronicznego. Przemysł włożył w tę technologię dużo pieniędzy. Zapis i odczyt obrazu opiera się na niesłychanie precyzyjnej mechanice, dotychczas nie stosowanej w „espu" i na nie mniej trudnej technologii układów o bardzo wielkiej skali integracji.

Najbardziej rozpowszechniony system VHS, obecnie obejmujący 2/3 rynku europejskiego, dysponujący dotychczas magne-

5





6

towidami o czasie nagrania 4 h, był reprezentowany w nowej wersji z tzw. „long-play'em". W modelach tych zastosowano dwie prędkości przesuwu taśmy, a mianowicie: przy 2,34 cm/s również 1,17 cm/s, co umożliwiło wydłużenie czasu nagrania do 8 h. Stało się to możliwe bez utraty jakości zapisanego obrazu, dzięki wprowadzeniu taśmy „High Grade" czy „Super High Grade" (SHG) oraz dzięki dodatkowej parze wirujących głowic wizyjnych. Taśma „Super High Grade" produkt Scotch'a, wykazuje bardziej równomierną charakterystykę przenoszenia (0,5 dB w zakresie do 20 kHz), poprawę stosunku sygnału do szumu o 3 dB oraz dwa razy mniejszą liczbę dziur magnetycznych (Drop-out'ów) niż taśmy dotychczasowe. Taśmy typu SHG nadają się szczególnie do kopiowania zapisu z innych taśm, procesu, który dodaje niesprawności kopii i oryginału.

Ciągłemu usprawnieniu podlega programowanie magnetowidu. Można obecnie włączyć do programu 16 różnych audycji z wyprzedzeniem na 14 dni naprzód, z powtarzaniem codziennie tych samych pozycji programu. Automatyczne wyszukiwanie, w obu kierunkach, wybranych miejsc na taśmie lub przeskakiwanie, automatycznie, z jednej sceny na następną (Auto Programm-Search) stanowi dalsze rozszerzenie wyposażenia najnowszych modeli.

W celu ułatwienia programowania, niektórzy producenci opracowali instrukcje zapisane w pamięci, które za pomocą ekranu wskazują użytkownikowi każdy kolejny krok postępowania. Ułatwienie obsługi jest jedną z najbardziej widocznych tendencji. Prezentowane (fot. 5) rozwiązanie firmy Telefunken jest tego przykładem.

Do nowych elementów w magnetowidach powszechnego użytku należą układy elektronicznego montażu, dzięki którym użytkownik może – z zachowaniem synchronizacji – dołączyć nowy odcinek zapisu zarówno na końcu taśmy (Assemble), jak również wstawić go w środek, między istniejące zapisy, na miejsce przerwy lub skasowanego nagrania (Insert).

Duży postęp można odnotować w kamerach magnetowidowych systemu VHS z normalną kasetą, które mają masę nie większą niż 3,8 kg. Również drugi dźwięk znajduje się już dzisiaj w zasięgu możliwości tych kamer. Dużym zainteresowaniem cieszyły się bardzo lekkie kamery typu VHS-Compact (VHS-C), które są oparte na minikasecie umożliwiającej 30-min. rejestrację. Zaletą tego systemu jest możność odtworzenia minikasety na dużym magnetowidzie VHS przy użyciu specjalnego adaptera, do którego wkłada się minikasetę.

System Video 2000, wspólne dzieło firm: Philipsa i Grundiga, mimo swych niewątpliwych zalet nie obejmuje w Europie nawet 30% rynku. Ulepszenie magnetowidów tego systemu, który dotychczas umożliwiał nagranie 8 h (2×4 h przez zapis dwukierunkowy, podobnie jak kaseta magnetofonowa CC), polega na dwukrotnym wydłużeniu czasu zapisu do 2×8 h. Osiągnięcie to stało się udziałem sytemu V-2000 nie tylko dzięki odwracaniu kasety, lecz również z powodu dwukrotnego zmniejszenia prędkości przesuwu taśmy oraz zwężenia szerokości ścieżki zapisu wizyjnego do 11 μm.

Komfort obsługi V-2000 jest większy niż w demonstrowanych modelach VHS: zegar wskazuje czas, jaki upłynął od początku nagrania lub czas, który pozostaje do jego końca; przez wybranie odpowiedniej godziny i minuty można rozpocząć oglądanie zapisu od określonej sceny lub zatrzymać kadr w wybranym miejscu; zwolnienie i przyspieszenie akcji można wykonywać w różnym, określonym tempie. W wielu modelach nagranie dźwięku stereo, jeśli zawiera go nadawana emisja, następuje automatycznie. Kamery przenośne V-2000 z normalną kasetą, razem z akumulatorem, mają masę 5,4 kg.

Z systemu Beta na wyróżnienie zasługuje kamera z magnetowidem „Betamovie" o masie poniżej 3 kg, z taśmą normalnych rozmiarów. Może ona być uznana za pierwszą kamerę magnetowidową z prawdziwego zdarzenia, adekwatną do kamer filmowych (fot. 6). Aby urządzenie pozostało małe i lekkie należało w „Betamovie" zmniejszyć mechanizm napędu, a przede wszystkim średnicę krążka z głowicami i w konsekwencji również zwiększyć opasanie bębna taśmą ze 180° do 300°. Ponadto zrezygnowano z dwóch głowic wirujących na rzecz jednej, podwójnej, z tym, że zwiększono prędkość obrotową głowicy z 25 do 50 obr/s. „Betamovie" spełnia funkcję kamery, a więc może służyć tylko jako rejestrator, zaś odtwarzanie nagrań odbywa się na normalnym magnetowidzie, podobnie jak filmu w projektorze.

Wszystkie rodzaje kamer magnetycznych, niezależnie od systemu magnetowidowego, zostały w ostatnim czasie w znacznym stopniu usprawnione. Przede wszystkim są one wyposażone w bardzo czułe lampy analizujące, jak Saticon czy Newicon, które mogą dokonywać zapisu przy granicznym oświetleniu 10 luksów. Ponadto mają wiele elementów usprawniających obsługę, jak: automatyczne nastawianie ostrości, zdalne sterowanie przewodowe magnetowidem, generator znaków do wpisywania tekstu, daty i godziny, urządzenie do „miękkiego" wpisania lub skasowania części nagrania, sterowanie nagraniem pojedynczych obrazów, silnikowy napęd ZOOM i wiele innych.

Dyskowid, w przeciwieństwie do magnetowidu, oczekuje wciąż na swoją szczęśliwą godzinę. Na wystawie przede wszystkim demonstrowano system laserowy firmy Philips, Laser-Vision (LV) oraz japoński system VHD firmy JVC. Ten ostatni zaprezentowano raczej dla reklamy, ponieważ rynek europejski jest otwarty wyłącznie na system LV ze względu na podaż dysków wizyjnych. Jest ich na razie niewiele. W końcu 1983 r. spodziewano się 220 tytułów. Dyski LV występują w dwóch wykonaniach: pierwszym – CAV (stała prędkość kątowa), w którym obraz można zatrzymać, cofać, zwalniać i wybierać z dysku dowolne miejsce zapisu według zakodowanej numeracji, przy czym całkowity czas zapisu nie przekracza 60 min, oraz drugim – CLV (stała prędkość liniowa), nie nadający się do odtworzeń trikowych, lecz za to z zapisem wynoszącym 2 h. Sam dyskowid może pracować z obydwoma rodzajami dysku wizyjnego.

Sprawozdanie dotyczące urządzeń video byłoby niepełne, gdyby pominąć gry telewizyjne. Podczas, gdy w 1981 r. było ich mało, na IFA'83 stoiska telegier były przygotowane z rozmachem, świadczącym o ich „renesansie". To ożywienie wynika z wprowadzenia techniki cyfrowej do gier. Rozrywki stały się przez to nie tylko niesłychanie różnorodne (bogactwo odmian jest zdumiewające), lecz także wymagające więcej wysiłku intelektualnego. Kasety (niestety, jeśli pochodzą z różnych firm są niewymienne) z zapisanym programem stanowią podstawę tej różnorodności. Uczestnicy gry posługują się urządzeniem z klawiaturą, które, jak to ma miejsce w systemie Videopac firmy Philips, można przez dołączenie przystawki Basic Interpreter również wykorzystywać jako domowy komputer.

Regulacja sygnału wyjściowego w magnetofonie kasetowym B113

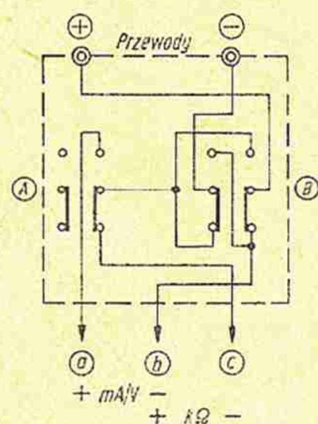
Bardzo często podczas przegrywania audycji na inny magnetofon lub po dołączeniu magnetofonu B113 do wzmacniacza m.cz. sygnał jest przesterowany i zniekształcony. Niedogodność tę można w bardzo prosty sposób wyeliminować, uzyskując dodatkowo możliwość regulacji barwy dźwięku podczas przesyłania sygnału do innego urządzenia (magnetofonu, wzmacniacza m.cz.).
Podobne rozwiązanie do podanego niżej zastosowano w magnetofonie kasetowym B302.

Przeróbka polega na zmodyfikowaniu obwodu B8–A4 (oznaczonego przerywaną linią na rys. b). Jest to bardzo łatwe, gdyż połączenie to jest wykonane przewodem na przełączniku rodzaju pracy magnetofonu. W obwód ten należy włączyć przełącznik, np. typu Isostat, a następnie połączyć styk gniazda słuchawkowego (G) z D3 (rysunek). Połączenie C1–D2 wykonuje się na przełączniku (rys. a); wszystkie połączenia wg rysunku najlepiej wykonać przewodem ekranowanym.
W ten sposób, po wciśnięciu przełącznika, sygnał doprowadzany do gniazda Radio-Mikrofon-Magnetofon jest pobierany z wyjścia wzmacniacza mocy magnetofonu, a nie jak poprzednio, z bloku automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW). Stąd też istnieje możliwość regulacji napięcia sygnału potencjometrem siły dźwięku magnetofonu, a barwy dźwięku sygnału – fabrycznie zamontowanym regulatorem. Jednocześnie wewnętrzny głośnik magnetofonu przejmuje funkcję „monitora".

Cd. na str. IV okł.

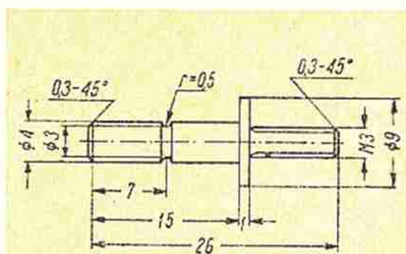
Uniwersalna przystawka do miernika Lavo-3

Obsługę miernika Lavo-3 utrudnia konieczność wyjmowania i przekładania przewodów przy zmianie mierzonego parametru oraz przy zmianie biegunowości połączeń.



Rys. 1. Schemat połączeń przystawki

Przystawka, której schemat przedstawiono na rys. 1, umożliwia pomiar napięcia, prądu i rezystancji oraz zmianę biegunowości bez wyjmowania i przekładania przewodów.



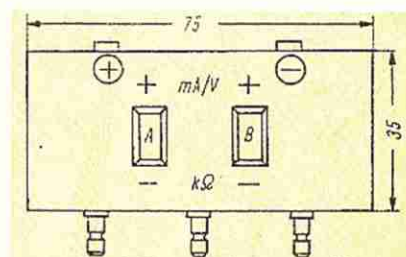
Rys. 2. Bolec kontaktowy

Przystawka zawiera dwa niezależne przełączniki typu Isostat. Pomiaru napięcia i prądu dokonuje się, gdy przełączniki A i B są włączone. W przypadku konieczności zmiany biegunowości przełącznik B powinien być wyłączony. Pomiar rezystancji jest możliwy, gdy przełączniki A i B są wyłączone (stan przedstawiony na rys. 1). W celu zmiany biegunowości przełącznik B trzeba włączyć. Stany przełączników A i B w zależności od rodzaju pracy przedstawia tablica.

Rodzaj pracy (pomiar)	Stan przełącznika A	Stan przełącznika B
mA/V	+	+
zmiana biegunowości	+	–
kΩ	–	–
zmiana biegunowości	–	+

„+" – przełącznik włączony,
„–" – przełącznik wyłączony

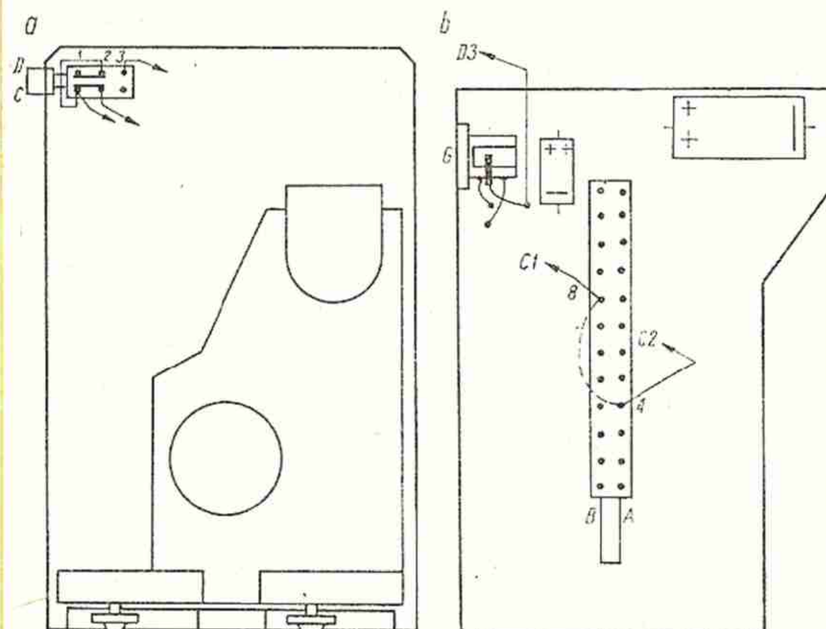
Przystawka jest zmontowana w pudełku z tworzywa o rozmiarach 40×35×75 mm. W tylnej ściance (od strony miernika) zamocowano trzy bolce, których rozstaw i wysokość umocowania odpowiada rozstawowi i wysokości umieszczenia gniazd w mierniku Lavo-3. Bolce wykonano na



Rys. 3. Konstrukcja przystawki (widok z góry)

wzór wtyków kontaktowych oryginalnych przewodów miernika (rys. 2). Z przodu przystawki są umocowane dwa gniazdka radiowe, których średnica wewnętrzna odpowiada średnicy wtyku banankowego. Przykład konstrukcji przystawki przedstawiono na rys. 3.

Zenon Jerzy Miedzianowski



Schemat montażowy
a – wnętrze magnetofonu po zdjęciu płytki z układem elektronicznym, b – płytka układu elektronicznego magnetofonu od strony elementów, G – gniazdo słuchawkowe

Cd. ze str. III okł.

Przełącznik należy tak zamontować, aby przycisk był dostępny z zewnątrz, gdyż przy dokonywaniu nagrań przycisk powinien być zwolniony. Umożliwia to zachowanie toru zapisu sygnału jak przed dokonaniem zmiany; natomiast przycisk wciska się w momencie dołączenia magnetofonu do innego urządzenia. Należy zwrócić uwagę na to, aby w momencie dołączania magnetofonu do innego urządzenia, potencjometr siły dźwięku był w położeniu minimum.

W opisanym modelu przełącznik Isostat jest wmontowany od wewnątrz do tylnej ścianki magnetofonu, a przycisk przełącznika znajduje się w bocznej ściance, za pojemnikiem na baterie.

Tak przebudowany magnetofon funkcjonuje już od ponad pół roku w warunkach intensywnej eksploatacji (w zakładowym radiowęźle) i dotychczas nie wykazał żadnych ujemnych efektów ubocznych. Jednocześnie poziom szumów „kopii" z tego magnetofonu jest niższy niż przed dokonaniem zmiany w układzie.

Waldemar Janik